Anno XXVI - N. 3 - Marzo 1981 - Lire 1.000

RADIORAMA

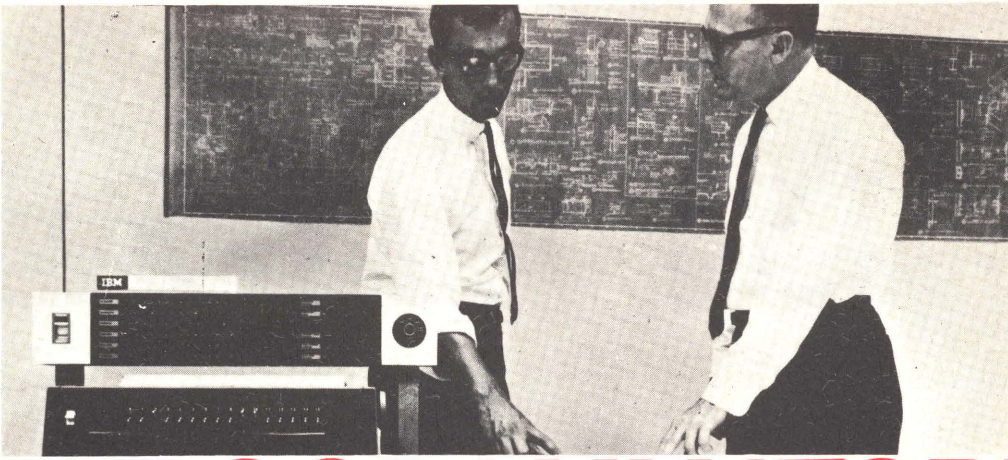
RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS



- **Sono precisi i metodi per sintonizzare le radiotrasmissioni in MF?**
- **Accordate la vostra antenna CB con un misuratore di intensità di campo**
- **Il "SURFER»**
- **Costruite un provatransistori in circuito**

UNA PROFESSIONE NUOVISSIMA PER I GIOVANI CHE HANNO FRETTA DI AFFERMARSI E DI GUADAGNARE. MOLTO.

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE NUMERO 1391

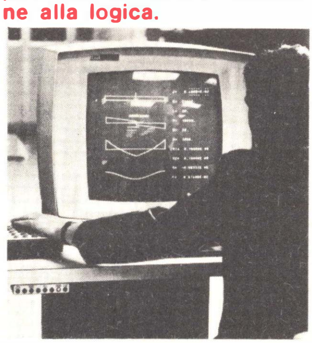


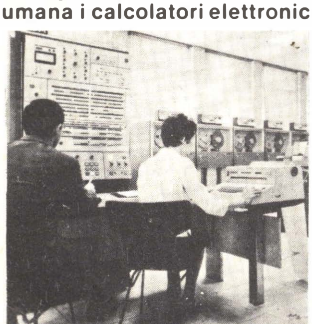
I PROGRAMMATORI

Davvero non c'è tempo da perdere. Entro i prossimi 5 anni saranno necessari almeno 100.000 tecnici qualificati nella Programmazione ed Elaborazione dei Dati, altrimenti migliaia di calcolatori elettronici, già installati, rischieranno di rimanere bloccati e inutilizzati.
Del resto, già oggi per le Aziende diventa difficile trovare dei giovani preparati in questo campo (basta guardare gli annunci sui giornali).

Per venire incontro alle continue richieste e per offrire ai giovani la possibilità di un impiego immediato, di uno stipendio superiore alla media e di una carriera rapidissima, la SCUOLA RADIO ELETTRA ha istituito un nuovissimo corso per corrispondenza:
PROGRAMMAZIONE SU ELABORATORI ELETTRONICI
In ogni settore dell'attività umana i calcolatori elettronici hanno assunto il ruolo di centri vitali, motori propulsori dell'intero andamento aziendale. Per questo non possono rimanere inattivi. E per questo le Aziende commerciali o industriali, pubbliche o private, si contendono (con stipendi sempre più alti) i giovani che sono in grado di "parlare" ai calcolatori e di sfruttarne in pieno le capacità.

LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI FA DIVENTARE PROGRAMMATORI IN POCHI MESI.
Attenzione: a questo corso possono iscriversi tutti; non si richiede una preparazione precedente, ma solo attitudine alla logica.





Seguendo, a casa Vostra, il nostro corso di Programmazione su Elaboratori Elettronici, imparerete tutti i più moderni "segreti" sul "linguaggio" dei calcolatori. E li imparerete non con difficili e astratte nozioni, ma con lezioni pratiche e continui esempi. La Scuola Radio Elettra dispone infatti di un modernissimo e completo Centro Elettronico dove potrete fare un turno di pratica sulla Programmazione, che vi consentirà un immediato inserimento in una qualsiasi Azienda.
IMPORTANTE: al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la Vostra preparazione.
Nel Vostro interesse, richiedeteci subito maggiori informazioni.
Mandateci il vostro nome, cognome e indirizzo: vi forniremo, gratis e senza alcun impegno, una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/633
10126 Torino

dolci



LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

RADIORAMA N. 3

Anno XXVI -
Marzo 1981
Prezzo: L. 1.000

Direzione - Redazione
Amministrazione -
Pubblicità:
Radiorama, via Stellone 5,
10126 Torino,
Tel. (011) 674.432
(5 linee urbane)

SOMMARIO

TECNICA INFORMATIVA

TECNICA PRATICA

LE NOSTRE RUBRICHE

3
MARZO 1981

DIRETTORE RESPONSABILE: Vittorio Veglia.

DIRETTORE AMMINISTRATIVO: Tomasz Carver.

REDAZIONE: Guido Bruno, Gianfranco Flecchia, Cesare Fornaro, Francesco Peretto, Sergio Serminato, Antonio Vespa.

IMPAGINAZIONE: Giovanni Lojacono, Giorgio Bonis, Adriana Piovano

SEGRETARIA DI REDAZIONE: Rinalba Gamba.

SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA: Scuola Radio Elettra - Popular Electronics.

SEZIONE TECNICA INFORMATIVA: Consolato Generale Britannico; EIBIS - Engineering in Britain; IBM; IRCI - International Rectifier; ITT - Components Group Europe; Philips; S.G.S. - Società Generale Semiconduttori; Siemens.

HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO: Lorenzo Baiardi, Renata Pentore, Claudio Panero, Angiola Gribaudo, Giuseppe De Martino, Ida Verrastro, Lorenzo Sartoris, Adriana Bobba, Gabriella Pretoto, Mario Durando, Angela Valeo, Filippo Bosso, Andrea Venditti, Giuseppe Picollo.

 ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● Stampa effettuata dalle Edizioni Piemonte S.p.A., via Marconi, 36 - 12049 Trinità (Cuneo) ● Pubblicità RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino ● Distribuzione nazionale Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano o RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 1.000 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 5.500

● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 1.000 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. - Redazione RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. n. 17742107, Torino



Sono precisi i metodi per sintonizzare le RADIOTRASMISSIONI in MF?

I moderni sintonizzatori e radioricevitori per MF sono caratterizzati spesso da valori di distorsione molto inferiori all'1%; tuttavia, durante l'ascolto di radiotrasmissioni effettuato con alcuni di questi apparecchi può nascere una distorsione molto forte. Fra le numerose cause di questo fenomeno, quali ad esempio errori di incisione del programma, esistenza di segnali multipath (percorsi multipli di propagazione del segnale), interferenze, o perfino presenza di componenti difettosi fra le apparecchiature di ricezione, quella piú probabile risiede in una imperfetta sintonia del ricevitore sulla stazione che si intende ascoltare. Per eliminare il problema è normalmente sufficiente ritoccare leggermente la sintonia.

La normativa IHF/IEEE relativa ai ricevitori per radiotrasmissioni in MF chiarisce che un apparecchio è sintonizzato accuratamente quando la distorsione misurata con un segnale debole raggiunge il valore minimo. Dopo che è stata effettuata la sintonia vengono condotte tutte le altre misure previste. Non è però possibile controllare in tal modo l'esattezza della sintonia nel caso in cui si ascoltino programmi radiotrasmessi. E' infatti difficile attenuare un segnale che proviene dalle vicinanze della zona di ascolto in modo da renderlo "debole", ed è prati-

ANALISI DI UNA DELLE PRINCIPALI CAUSE DI DISTORSIONE NEI SINTONIZZATORI E NEI RICEVITORI PER MF

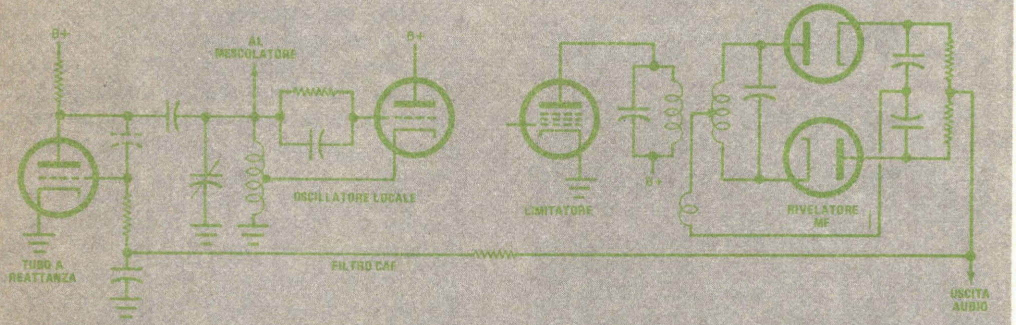


Fig. 1 - La frequenza del segnale generato dall'oscillatore locale di un ricevitore MF viene variata per mezzo di un tubo a reattanza, che cambia la capacità della placca. Un filtro di caf elimina i segnali audiofonici, che potrebbero modulare in frequenza l'oscillatore.

camente impossibile misurare la distorsione di un brano musicale.

Agli inizi - Fin dai tempi in cui vennero effettuate le prime radiotrasmissioni in MF il metodo piú usato per sintonizzare i radioricevitori in modo piú o meno preciso è stato quello chiamato della "sintonia ad orecchio". I primi esemplari a valvole di ricevitori MF richiedevano frequenti interventi durante l'ascolto per correggere la sintonia. Gli ascoltatori piú ingenui pensavano che ciò fosse dovuto al fatto che l'indice mobile si spostava da solo dalla posizione in cui veniva regolato.

Diverse ditte costruttrici di radioricevitori cercarono di eliminare la deriva utilizzando un circuito comprendente un tubo a reattanza (*fig. 1*). In tale tubo la reattanza di un piccolo condensatore di controreazione, posto fra la griglia e la placca, provocava la variazione della capacità della placca in funzione della tensione di griglia; questa tensione cambiava ad opera del segnale proveniente dal rivelatore per MF dopo essere stato opportunamente filtrato. La variazione automatica della capacità di placca provocava quindi la necessaria correzione della frequenza dell'oscillatore locale del sintonizzatore.

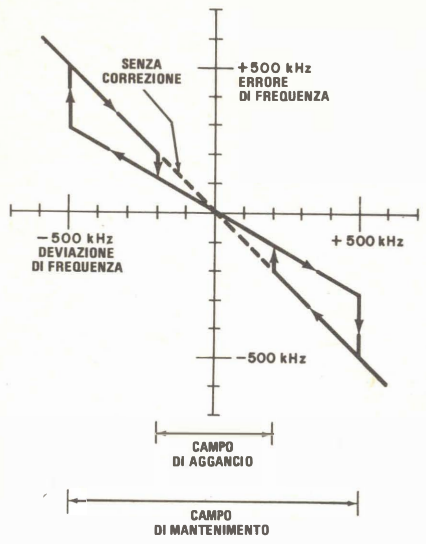


Fig. 2 - Caratteristica di aggancio di un ricevitore MF in funzione del campo di mantenimento.

Si trattava naturalmente di un sistema di controllo automatico di frequenza (caf); esso rappresentava un'idea eccellente quando funzionava correttamente ma, in pratica, rimanevano alcuni difetti.

I primi radioricevitori MF presentavano una deriva, durante la fase iniziale di riscaldamento, maggiore di 100 kHz, che raddoppiava quando veniva inserito un tubo a reattanza. Il campo di variazione entro cui doveva agganciarsi il circuito per il controllo automatico di frequenza doveva essere almeno pari all'entità della deriva per poter consentire di ricevere la medesima emittente giorno dopo giorno (ved. *fig. 2*). I sintonizzatori erano caratterizzati, conseguentemente, da una selettività oscillante da scarsa a mediocre, per poter disporre di un segnale sufficientemente forte all'uscita del rivelatore quando essi erano fuori sintonia.

Per consentire di effettuare la sintonia di altre stazioni, il circuito caf non doveva mantenere la frequenza dell'oscillatore ad un valore costante quando veniva spostata la manopola della sintonia. Vi doveva essere invece un campo di frequenza di mantenimento tale da consentire di sintonizzare l'apparecchio almeno sulla stazione locale adiacente, cioè a 800 kHz, od anche piú, al di qua od al di là della stazione ricevuta. Per fare ciò i circuiti dei sintonizzatori erano studiati in modo da fornire solamente una correzione parziale.

Nei primi modelli di radioricevitori MF dotati di caf, l'entità della deriva che veniva corretta era uguale al rapporto fra il campo di frequenza di mantenimento e quello di aggancio, cioè all'incirca 3 a 1. La deriva effettiva veniva ridotta solamente alla metà rispetto a quella che si verificava in assenza di compensazione. Un gran numero di funzioni, di prestazioni e di particolarità costruttive di queste sezioni sintonizzatrici sono adoperate oggigiorno in ricevitori radio MF di basso costo. Tutti gli apparecchi di tale categoria impiegano circuiti per il controllo automatico di frequenza, anche se utilizzano diodi per effettuare la sintonia. Questa operazione non risulta affatto dolce da eseguire; inoltre, si verificano fenomeni abbastanza pronunciati di distorsione, a causa della difficoltà di tarare in modo sicuro e stabile un rivelatore per ottenere una tensione di uscita in continua nulla ed una distorsione minima in presenza di segnali di intensità variabile. L'evanescenza di un segnale debole può provocare in un tale sintonizzatore lo slittamento della sintonia e l'aggancio ad un'altra stazione.

Verso la metà degli anni cinquanta comparvero sul mercato i primi sintonizzatori e radioricevitori MF ad "alta fedeltà". Sintonizzatori di buona qualità venivano progettati in modo da funzionare senza circuiti per il controllo automatico della frequenza, ma utilizzando una compensazione in temperatura dell'oscillatore locale, in modo da mantenere la deriva della frequenza dovuta al riscaldamento a valori molto bassi, raggiungendo perfino una variazione di 20 kHz (pari allo 0,02%). Tale valore rappresenta ancora oggigiorno una stabilità di tutto rispetto per un oscillatore per MF privo di circuito per il controllo automatico di frequenza.

Oltre a ciò, questi sintonizzatori erano dotati di misuratori per consentire di effettuare una sintonia piú precisa di quella che era possibile ad orecchio. Grazie ad una progettazione piú accurata, tali sintonizzatori erano effettivamente in grado di dar luogo a segnali audiofonici caratterizzati da un basso livello di distorsione, quando gli apparecchi venivano sintonizzati correttamente con l'ausilio di uno strumento indicatore. Tali apparecchi vengono prodotti tuttora. Sfortuna-

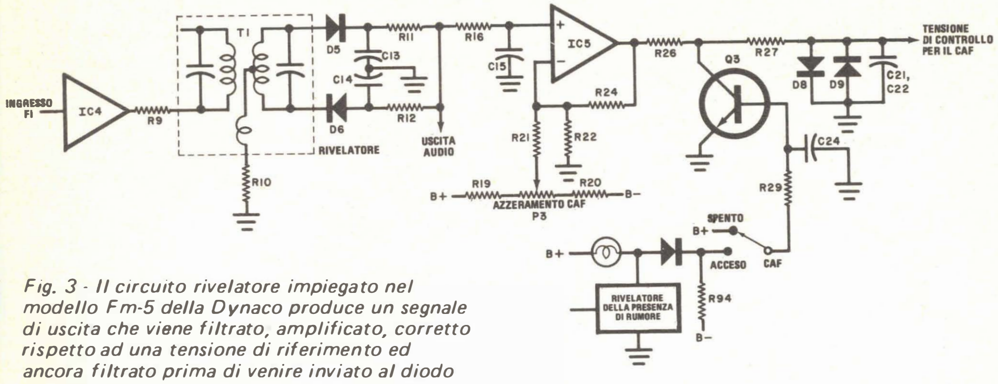


Fig. 3 - Il circuito rivelatore impiegato nel modello Fm-5 della Dynaco produce un segnale di uscita che viene filtrato, amplificato, corretto rispetto ad una tensione di riferimento ed ancora filtrato prima di venire inviato al diodo varactor dell'oscillatore locale. Il circuito caf è in funzione quando Q3 è interdetto.

tamente essi possono dar origine a segnali distorti quando non sono sintonizzati esattamente sul centro del canale per mezzo dell'apposito strumento indicatore ed è questo stesso strumento che contribuisce a creare il problema.

La sensibilità di tale strumento viene spesso stabilita in modo che, quando il sintonizzatore è fortemente fuori sintonia rispetto ad una emittente, la deflessione massima dell'indicatore risulti prossima al fondo scala, cioè a circa ±250 kHz. Inoltre, la porzione centrale dell'indicatore presenta a volte una larghezza di banda "buona" compresa fra ±25 kHz e ±35 kHz.

La larghezza di questa banda è tale che la distorsione presentata dal sintonizzatore può raggiungere un livello pari al doppio di quello nominale in condizioni di sintonia "precisa" effettuata ad occhio.

Conseguentemente la frequenza dell'oscillatore locale può cambiare durante il riscaldamento dell'apparecchio senza che l'indicatore mostri uno spostamento apprezzabile dell'indice dalla posizione centrale. Se gli effetti dovuti al piccolo errore di sintonia iniziale ed alla deriva dell'oscillatore locale si sommano nella medesima direzione, l'indice mobile dello strumento indicatore si sposta naturalmente al di fuori della zona "buona".

Sintonizzatori moderni - I circuiti adoperati nell'ultima generazione di sintonizzatori e di ricevitori sono stati studiati in modo da ovviare ai problemi connessi con gli errori di sintonia. Una delle soluzioni possibili è costituita dal controllo automatico di frequenza. Nelle sezioni sintonizzatrici dei moderni sintonizzatori e radioricevitori MF di ottima qualità viene utilizzata una qualche forma di logica di controllo per garantire una sintonia accurata. Fatta eccezione per un numero limitato di sintonizzatori, l'operazione di sintonia dell'oscillatore locale viene effettuata con l'aiuto di un diodo varactor accoppiato al condensatore di sintonia (ved. *fig. 3*). Qualsiasi variazione della tensione di polarizzazione del diodo, che si trova normalmente a zero volt, provoca una variazione della capacità del diodo stesso e, quindi, della frequenza dell'oscillatore.

Per evitare una correzione eccessiva della frequenza, viene utilizzato un circuito per il controllo del valore di picco della tensione di regolazione, formato da diodi limitatori. Per impedire inoltre che il segnale rivelato di bassa frequenza ed il ronzio provochino variazioni della frequenza dell'oscillatore locale, la tensione di controllo viene filtrata per mezzo di un filtro passa-basso che ha una frequenza di taglio di circa 0,2 Hz. Un valore piú alto della frequenza di taglio introdurrebbe uno sfasamento a bassa frequenza del segnale audio, che potrebbe abbassare la separazione stereofonica alle basse frequenze, mentre una frequenza di taglio piú bassa provocherebbe un funzionamento piú lento e piú pigro per ciò che riguarda la correzione di frequenza.

La Nakamichi si serve di un altro metodo per ottenere una sintonia precisa, il quale si

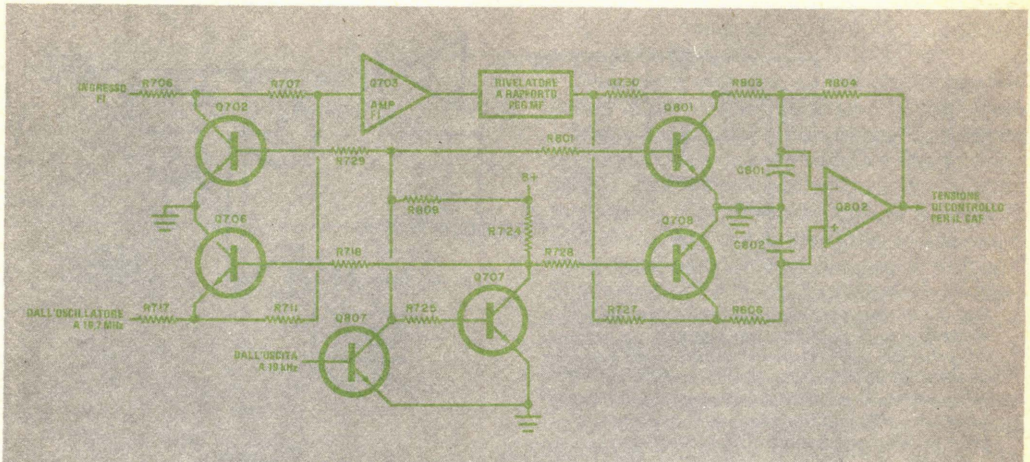


Fig. 4 - Il sistema adottato nel modello T-9 della Onkyo utilizza un oscillatore controllato a quarzo a 10,7
di frequenza vengono amplificate da Q802 ed adoperate come segnale di controllo per il caf.

basa sull'impiego di un condensatore di sintonia e di un piccolo servomotore in continua che serve a pilotarlo. Tuttavia, dal momento che questo motore può essere posizionato solamente con scatti distinti invece che in modo continuo, un diodo varactor viene inserito in un circuito a basso guadagno per "riempire" i vuoti fra una posizione e l'altra.

Qualsiasi sintonizzatore dotato di circuiti per il controllo automatico di frequenza deve essere in grado di misurare il valore della frequenza. Il segnale in continua costituente l'uscita del circuito che svolge questa funzione viene amplificato, ed il suo valore può essere portato a zero da un circuito logico di controllo prima che venga utilizzato nel circuito per il controllo automatico di frequenza come segnale di regolazione.

L'elevata amplificazione garantisce che il valore risultante della frequenza alla quale è fatta la sintonia conservi la medesima precisione con la quale è misurata la frequenza. La messa in pratica di questi principi rappresenta un'area in cui i vari schemi circuitali presentano le variazioni piú ampie, e ciascuna di queste offre i propri particolari vantaggi e svantaggi.

Il più semplice circuito per la misura della frequenza è rappresentato dal rivelatore a rapporto (discriminatore), il quale presenta all'uscita un livello nominale di zero volt in corrispondenza della propria frequenza centrale. I rivelatori a coincidenza, adoperati nelle famiglie di circuiti integrati quali l'ULN 2111 oppure il CA 3089, presentano anch'essi un livello d'uscita nullo rispetto ad una tensione di riferimento. Questa uscita è quindi utilizzata come riferimento per l'amplificatore della tensione di controllo. La maggioranza dei nuovi sintonizzatori fa uso nei propri schemi di questo tipo di circuito per la misura della frequenza.

La stabilità della sintonia presentata da sintonizzatori di questo tipo, utilizzanti circuiti caf, è oggigiorno altrettanto stabile quanto la sintonia del circuito rivelatore, cioè è compresa fra ±5 kHz e ±10 kHz od anche migliore nel rapporto di quattro ad uno rispetto ad un oscillatore locale ben progettato usato in un sintonizzatore. Il miglioramento effettivo che si ottiene in ricezione risulta ancora piú grande, poiché viene anche corretto qualsiasi errore in cui si può incorrere effettuando la sintonia manualmente.

I rivelatori per MF funzionano generalmente ad una frequenza intermedia (FI) di 10,7 MHz, che rappresenta la frequenza di battimento fra l'oscillatore locale ed il segnale ricevuto. Finché il segnale captato proviene da un'emittente radiofonica, la sua frequenza è abbastanza precisa (negli Stati Uniti l'errore massimo consentito per legge è pari a ±2 kHz). Tuttavia, un segnale che è svanito o che è stato oscurato da un'interferenza a larga banda, quale quella dovuta al rumore generato da un motore a scoppio,

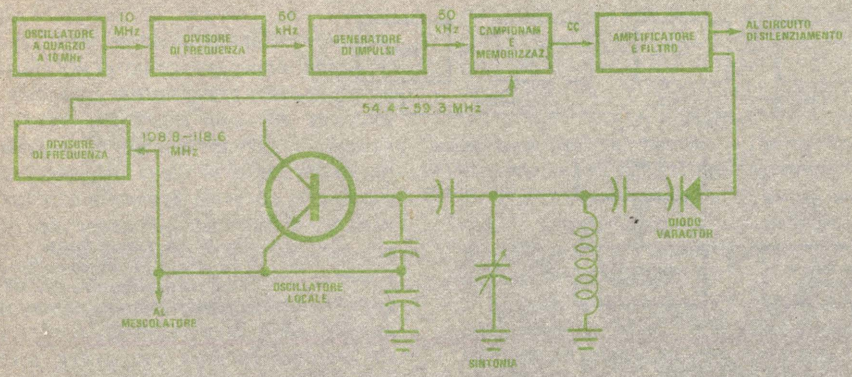


Fig. 5 - Il segnale di uscita nel modello DA-F20 della Mitsubishi corregge la frequenza dell'oscillatore locale ed aggancia la sua fase agli impulsi di riferimento generati dall'oscillatore a cristallo.

presenta solamente la frequenza media di sintonia del ricevitore senza alcuna correzione. In tale situazione si può registrare un forte errore di sintonia; per evitare che si verifichi una tale eventualità, circuiti logici di controllo inibiscono il funzionamento automatico per il controllo della frequenza in presenza di segnali deboli.

Sintonia con cristallo - Sistemi di controllo con cristallo di quarzo sono stati adoperati per molti anni per ottenere valori precisi di frequenza ed operazioni di sintonia accurate. I ricevitori con controllo a quarzo di tipo piú semplice, adatti per ricevere tutti i canali in MF, come il modello T-9 ed il modello TX-4500 prodotti dalla Onkyo (*fig. 4*), utilizzano un rivelatore per MF per misurare alternativamente prima l'effettiva frequenza intermedia (prossima a 10,7 MHz), ottenuta servendosi del segnale normalmente captato, e poi la frequenza prodotta da un oscillatore a quarzo da 10,7 MHz. Una tensione di commutazione a 19 kHz, ricavata dal decodificatore multiplex stereo, pilota un commutatore sincrono collegandolo alternativamente al segnale generato dall'oscillatore a quarzo ed al segnale proveniente dallo stadio a frequenza intermedia per ricavare una tensione di riferimento, che viene utilizzata rispettivamente per l'amplificatore del segnale di controllo e la tensione di errore. Il segnale a frequenza intermedia corretto rimane agganciato alla frequenza prodotta dall'oscillatore a cristallo quando il circuito per il controllo automatico di frequenza è abilitato.

Nel Nord America le radiotrasmissioni in MF utilizzano la banda compresa fra 88 MHz e 108 MHz, con portanti situate ogni 200 kHz su canali alternati fra 88,1 MHz e 107,9 MHz. L'usanza di accordare l'oscillatore locale ad una frequenza piú alta di 10,7 MHz costringe a partire da 108,8 MHz (la separazione fra i canali di 300 kHz in uso in Europa e la differente banda assegnata richiedono l'impiego di ricevitori in grado di sintonizzarsi su multipli di 100 kHz). Questo è esattamente il principio adottato nei sintonizzatori piú sofisticati.

Anche in questo caso vi sono differenze circuitali. Un semplice metodo è quello basato sul campionamento del segnale generato dall'oscillatore locale ad intervalli di 10 μs e sull'impiego della tensione risultante per controllare la sintonia dell'oscillatore locale. Se il periodo di campionamento è molto preciso ed è basato sulla frequenza prodotta da un oscillatore a quarzo, presa come frequenza di riferimento, l'oscillatore locale si aggancia in frequenza ed in fase all'armonica piú vicina della frequenza di riferimento. Il ricevitore sarà quindi in grado di sintonizzarsi ad intervalli di frequenza uguali alla frequenza di riferimento. Il modello DA-F20 prodotto dalla Mitsubishi (*fig. 5*) funziona secondo questo principio; esso ricava infatti la frequenza di riferimento suddividendo la frequenza del segnale gene-

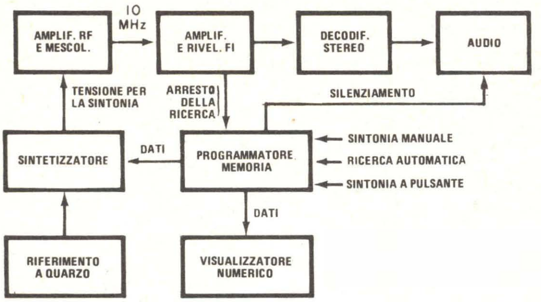


Fig. 6 - In questa figura è mostrato lo schema a blocchi di un sintonizzatore per MF, dotato di sintonia numerica.

rato da un oscillatore controllato a quarzo funzionante a 10 MHz, il quale è anche usato come generatore di riferimento per il contatore numerico di frequenza, che indica il valore della frequenza alla quale è sintonizzato l'apparecchio. In tal modo è possibile ottenere una sintonia precisa, che risulta indipendente dal valore della frequenza del segnale ricevuto.

Piú complicato è il metodo utilizzato per suddividere la frequenza del segnale generato dall'oscillatore locale per mezzo di un divisore di frequenza programmabile. Il segnale di uscita risultante è rivelato per mezzo di un commutatore elettronico, che si apre e si chiude con una frequenza determinata da un oscillatore di riferimento controllato a quarzo. Solamente un valore della frequenza del segnale generato dall'oscillatore locale dà luogo ad una tensione continua sufficiente per far agganciare l'oscillatore medesimo in frequenza ed in fase alla armonica programmata dalla frequenza di riferimento. Questo è il principio adoperato nei sintetizzatori di frequenza; al posto del tradizionale indice mobile, usato per indicare il valore della frequenza alla quale è effettuata la sintonia, questi sintonizzatori di nuovo tipo mostrano il valore della frequenza su un visualizzatore numerico a lettura diretta. Circuiti numerici controllano lo spostamento di frequenza ed il rapporto di divisione, ricordano l'ultima stazione sintonizzata e verificano il numero che viene visualizzato.

I sintetizzatori di frequenza sono stati impiegati per diversi anni in alcuni apparecchi, come ad esempio nel sintonizzatore modello 443 prodotto dalla H. H. Scott e successivamente nel modello AR-15 della Heath (ved. *fig. 6*). Oggigiorno è possibile realizzare sintetizzatori di frequenza per sintonizzatori studiando schemi circuitali sostanzialmente piú semplici. Naturalmente è divenuto usuale l'impiego di visualizzatori di frequenza di tipo numerico con qualsiasi sintonizzatore che impieghi un sintetizzatore di frequenza.

Un fattore essenziale per il successo di qualsiasi forma di controllo automatico di frequenza è costituito dall'impiego di circuiti logici per svolgere le funzioni di controllo. I primi esemplari di sintonizzatori per MF non erano dotati di una logica di controllo; il circuito per il controllo automatico di frequenza era sempre operante e dava origine, in tal modo, ad un funzionamento talvolta erratico.

Il caf nei sintonizzatori moderni - I sintonizzatori di nuova concezione, che utilizzano circuiti per il controllo automatico della frequenza, si servono ampiamente di segnali di controreazione per effettuare la correzione degli errori di sintonia. Questi sintonizzatori sono dotati anche di circuiti logici, che controllano il loro funzionamento.

Tutti i sintonizzatori che fanno uso di circuiti sintetizzatori di frequenza o di sintonia numerica silenziano il segnale audiofonico di uscita fino a che il sistema di sintonia non ha agganciato la frequenza voluta. Solamente quando tale operazione è stata completata, gli altri circuiti del sintonizzatore, quali ad esempio il rivelatore della presenza di segnale stereofonico o monofonico od il rivelatore dell'assenza di rumore, vengono abilitati al funzionamento. Dopo di ciò il sintonizzatore sblocca il segnale audiofonico e passa al funzionamento norma-

le, a meno che esso non sia stato programmato per esaminare il passo di frequenza successivo.

Tutti gli altri sintonizzatori e radioricevitori dotati di circuito caf sono operativi quando vengono sintonizzati manualmente con il circuito caf disattivato. Per abilitare questo circuito è necessario che il circuito logico di controllo riveli la presenza di un segnale sufficientemente forte da provocare lo sbocco del segnale audiofonico, nel caso in cui il commutatore di silenziamento sia stato inserito. Occorre inoltre che il circuito logico di controllo verifichi l'esatta sintonia di una stazione (la precisione della sintonia deve essere, tanto per fare un esempio, di ± 50 kHz o migliore), in modo che sia necessario apportare solamente piccole correzioni di frequenza.

Se tutte queste condizioni risultano soddisfatte per un secondo circa, la tensione di controllo prodotta dal circuito caf viene generalmente applicata ad un diodo varactor. Un tale sistema logico consente di effettuare la sintonia di un segnale con la medesima delicatezza con cui si agirebbe con un ricevitore privo del circuito caf. Un indicatore apposito normalmente avverte l'utente quando il circuito per il controllo automatico di frequenza è in funzione.

La sintonia effettuata manualmente su emittenti differenti, quando il circuito caf cerca di mantenere l'aggancio della stazione sintonizzata, ha rappresentato una delle cause principali per cui molti sintonizzatori di vecchia concezione davano luogo ad una sensazione di sintonia "appiccicosa". La nuova generazione di sintonizzatori e di radioricevitori ha superato anche questo problema.

Pur se la tensione di controllo prodotta dal circuito caf viene applicata lentamente, essa viene tolta in modo relativamente veloce (in circa 0,02 s) quando l'errore di sintonia supera ± 50 kHz od anche meno, scaricando tutti i condensatori di filtro presenti nel circuito caf. Poiché tale circuito presenta una costante di tempo lunga, pari a circa 1 s, e poiché la dissintonia provocata da una ricerca manuale della stazione supera i 50 kHz in un tempo generalmente molto piú breve, è possibile disattivare temporaneamente il circuito per il controllo automatico della frequenza regolando semplicemente la sintonia.

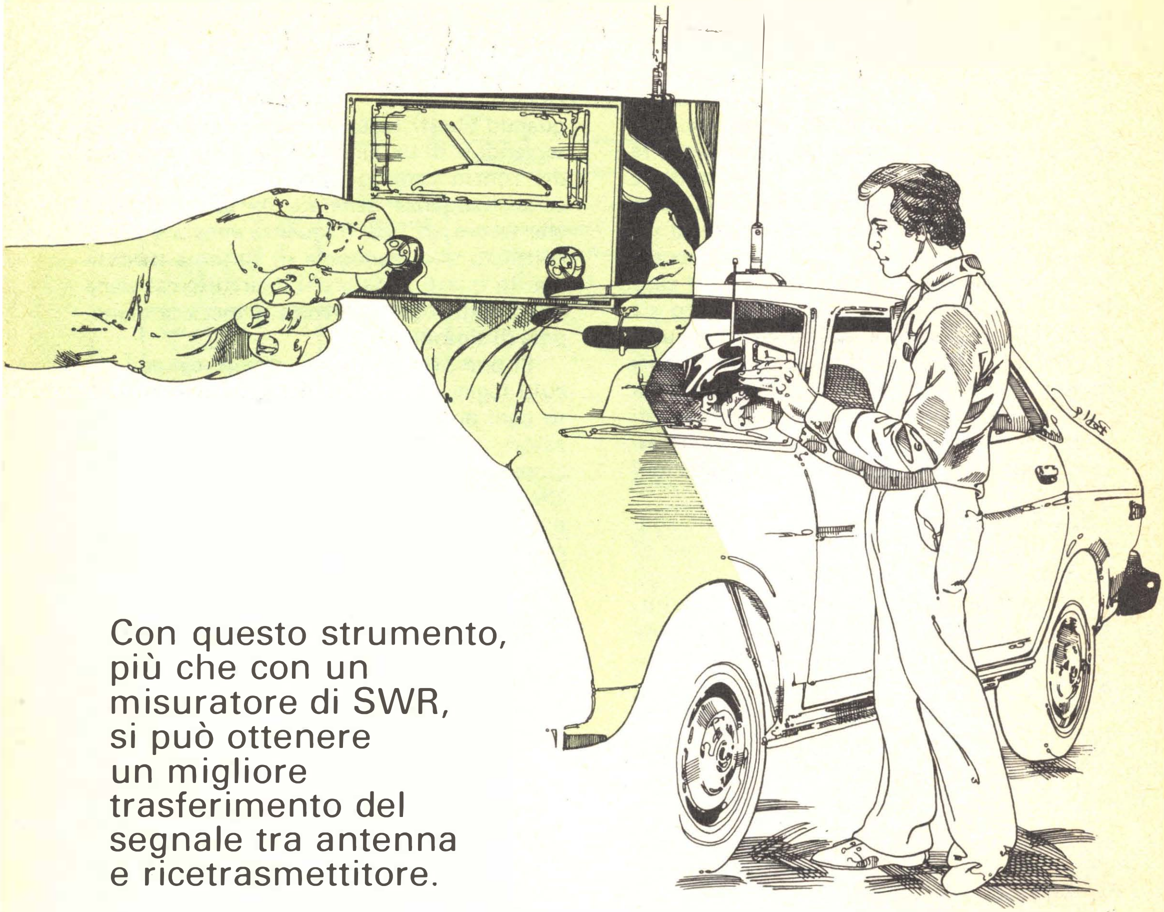
Per semplificare ancora di piú l'operazione di sintonia, alcuni apparecchi, come ad esempio il modello FM-5 della Dynaco, consentono di escludere il circuito caf per mezzo di un commutatore. Altri sintonizzatori, come ad esempio quelli prodotti dalla Onkyo, rivelano la presenza dell'utente quando questi tocca la manopola di sintonia servendosi di un circuito che misura il livello del ronzio captato oppure il cambiamento della frequenza generata da un oscillatore che lavora ad una frequenza media e che è collegato alla manopola di sintonia medesima. In questi apparecchi il circuito caf viene disabilitato ogni qualvolta si tocca la manopola di sintonia.

Si può affermare che i circuiti caf ed i circuiti logici di nuova concezione hanno risolto ogni problema di sintonia e che i sintetizzatori di frequenza rappresentano la soluzione definitiva? La risposta è negativa, poiché vi sono ancora diversi problemi di sintonia da risolvere. Uno di questi è connesso con la sintonia automatica, in presenza di segnali interferenti molto intensi in prossimità del canale desiderato. In un caso come questo la soluzione che si adotta quando si effettua la sintonia manuale è quella di spostare leggermente la manopola di sintonia, in modo da ridurre il piú possibile il disturbo udibile. Un altro problema è costituito dall'aggancio di una stazione molto debole, che può presentare un fenomeno di evanescenza, e la cui frequenza è prossima a quella di un'altra emittente locale molto forte.

Un terzo problema è quello di realizzare sintonizzatori utilizzanti diodi varactor (adoperati nei sintetizzatori di frequenza) con le stesse buone caratteristiche di selettività, di capacità a sopportare sovraccarichi, cifre di rumore e rumori residui, che contraddistinguono altri sintonizzatori basati sui principi tradizionali.

La cosa piú importante è rappresentata, forse, dalla necessità di realizzare nuovi schemi circuitali per sintonizzatori che siano meno complessi, in modo tale che, in presenza di eventuali malfunzionamenti, sia possibile effettuare con facilità le necessarie riparazioni.

I nuovi circuiti caf adoperati nei ricevitori per aiutare l'utente ad effettuare una sintonia precisa hanno la loro controparte nei circuiti multiplex di demodulazione, poiché la ricezione stereofonica di segnali in MF richiede che il circuito demodulatore stereofonico a 38 kHz sia agganciato in frequenza ed in fase alla pilota a 19 kHz, diffusa dalla stazione emittente. ★



Con questo strumento, più che con un misuratore di SWR, si può ottenere un migliore trasferimento del segnale tra antenna e ricetrasmettitore.

ACCORDATE LA VOSTRA ANTENNA CB CON UN MISURATORE DI INTENSITA' DI CAMPO

Dopo aver installato un nuovo ricetrasmettitore CB in un veicolo ed aver montato l'antenna mobile sul cofano, su un paraurti o in un altro punto, è opinione comune che l'ultima operazione da fare sia quella di regolare l'antenna per il minimo SWR.

Invece, contrariamente a quanto si è potuto leggere o sentire, questa regolazione non sempre assicura la massima radiazione della potenza RF.

In molti casi, anzi, la lettura piú bassa di SWR produce meno potenza irradiata che una piú alta lettura di SWR in un sistema di comunicazioni mobili meno che ideale. Quindi gli utenti CB che si adoprano ad accorciare o ad allungare la loro antenna mobile per ottenere un minimo SWR, in realtà contribuiscono alla perdita di potenza di comunicazione. Un mezzo migliore per accordare un'antenna mobile per il massimo trasferimento della potenza è quello di ricorrere ad un misuratore dell'intensità di campo anziché ad un misuratore di SWR.

Teoria e pratica - Una delle prime nozioni che un utente CB impara è che un perfetto 1 : 1 di SWR è la cosa principale da ricercare nell'installazione di un nuovo sistema d'antenna; questo punto di vista, però, è corretto solo quando si tratta di antenne quasi perfette, che presentano un'impedenza di 50 Ω al connettore della linea di trasmissione.

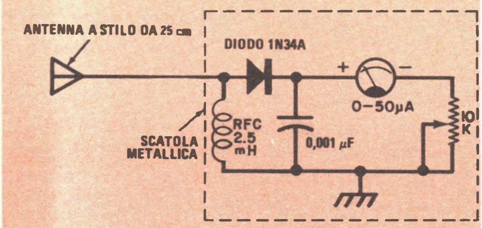
Si può considerare tale un'antenna verticale, quando è esattamente un quarto di lunghezza d'onda (270 cm circa) ed è montata sopra un piano terra di elementi radiali inclinati che si estendono a raggi, ma, ovviamente, un'antenna del genere non è adatta per comunicazioni mobili, dal momento che la sua altezza e la sua ampiezza sono troppo grandi. Un simile tipo di antenna generalmente presenta un'impedenza alla base vicina ai 50 Ω. Nelle applicazioni CB per collegare il trasmettitore all'antenna vengono normalmente usati cavi coassiali RG-8/U oppure RG-58/U, i quali presentano pure un'impedenza caratteristica di 50 Ω. Quando l'impedenza dell'antenna ad una specifica frequenza è pari a quella della linea di trasmissione, il rapporto di onde stazionarie sarà 1 : 1 e il rendimento sarà massimo. Ciò è valido però nel caso di un sistema di comunicazioni che abbia un'impedenza complessiva di 50 Ω ad una frequenza specifica.

In pratica, invece, un'antenna CB mobile raramente è alta un quarto di lunghezza d'onda; inoltre le bobine di carico che allungano elettricamente le antenne sono usate con stili che in alcuni casi non superano in lunghezza i 90 cm, e il sistema di terra non è costituito da elementi radiali accuratamente distanziati e misurati, bensí è rappresentato da una massa d'acciaio (la carrozzeria del veicolo sul quale l'antenna è installata), quindi l'insieme difficilmente può essere definito un perfetto sistema d'antenna.

Se si misurasse l'impedenza di un tipico sistema d'antenna mobile, si constaterebbe che i 50 Ω specificati possono diventare 15 Ω o 20 Ω. Con la linea di trasmissione coassiale e il misuratore di SWR disposti per funzionare in un'antenna da 50 Ω, l'unico sistema per accordare l'antenna per un SWR di 1 : 1 è quello di modificarne la lunghezza. Si consideri però che la lunghezza dell'antenna è già calcolata per funzionare alle frequenze CB; accorciando lo stilo, l'impedenza alla base dell'antenna può essere portata fino a 50 Ω, ma in tal modo si disaccorda l'antenna. Si otterrà un SWR di 1 : 1, ma la potenza irradiata diminuirà, perché l'antenna non ha la giusta lunghezza per funzionare con il massimo rendimento sui canali CB a 27 MHz.

La pratica e la teoria si possono però facilmente conciliare. L'impedenza del punto di alimentazione di un'antenna verticale è praticamente una combinazione di varie resistenze e reattanze: resistenza di radiazione, resistenza del piano terra, reattanza capacitiva tra antenna e piano terra, resistenza e reattanza della bobina di carico (se esiste), ecc. La resistenza di radiazione è una componente "fantasma" che influisce sulla potenza irradiata in pratica dall'antenna. Per il maggiore rendimento di radiazione, questa resistenza deve essere portata al massimo e/o le altre componenti ridotte al minimo. Tuttavia, ciò non sempre coincide con il minimo SWR.

Qualche esempio pratico servirà a chiarire le idee in proposito. Un sistema d'antenna, composto da un radiatore verticale a un quarto d'onda e di un grande sistema di elementi radiali perpendicolari, ha una resistenza combinata di terra e di radiazione considerevolmente piú bassa dell'impedenza caratteristica di 50 Ω del cavo coassiale. Riducendo il numero di elementi radiali, si aumenta la resistenza di terra abbassando cosí il SWR, ma in tal caso la potenza RF che riscalda il piano terra viene sottratta dal segna-



Il misuratore di campo può essere costruito con modica spesa seguendo questo schema. La disposizione dei collegamenti non è critica ma occorre usare una scatola metallica.

le irradiato.

Uno stilo caricato al centro per 11 m ha una resistenza di radiazione di circa 15 Ω e una resistenza media di terra di 7 Ω. La resistenza di una bobina di carico ad alto Q è di circa 2 Ω, ma può anche arrivare a 15 Ω in una bobina in perdita. Trascurando altre componenti di impedenza, la bobina buona produrrà un SWR di circa 2 : 1, mentre la bobina in perdita darà un SWR di soli 1,4 : 1. La potenza RF dispersa nel riscaldare la bobina in perdita supererà di gran lunga la ridotta perdita causata da SWR piú alto nel corto pezzo di cavo coassiale che alimenta l'antenna; in entrambi i casi, la massima radiazione non si avrà quando il SWR è minimo.

Accordo per la massima radiazione - Un consiglio è il seguente: non si accordi un sistema di antenna esclusivamente con un misuratore di SWR, ma si faccia anche uso di un misuratore di intensità di campo. Molti fabbricanti progettano i loro misuratori di SWR in modo che possano essere impiegati per dare un'indicazione relativa dell'intensità di campo proporzionale alla potenza irradiata dall'antenna. Questi misuratori sono in genere provvisti di una piccola antenna telescopica lunga circa 25 cm per campionare il segnale irradiato.

Le regolazioni dell'antenna devono essere effettuate collocando il misuratore dell'intensità di campo (FSM) in un punto in cui si può ottenere un'indicazione discretamente forte, ma si eviti di avvicinarsi troppo all'antenna: una lunghezza d'onda circa (11 m) è una buona distanza. Si tenga la scatola del misuratore in modo che il suo piccolo stilo sia verticale e si regoli il controllo di sensibilità dello strumento per una deflessione a metà scala, quando il trasmettitore viene messo in funzione. Quindi, senza piú toccare il controllo di sensibilità, si allunghi o si accorci l'antenna osservando contemporaneamente lo strumento. La lunghezza che provoca la massima deflessione dell'indice è quella giusta, cioè quella che consente la massima radiazione.

A questo punto si può usare il misuratore di SWR per una lettura, senza sorprendersi se indica un SWR di 2 : 1 o maggiore. Il sistema d'antenna mobile sta funzionando al massimo delle sue possibilità, qualunque sia l'indicazione del SWR.

Pur se è vero che un SWR insolitamente alto può imporre uno sforzo sullo stadio d'uscita di un trasmettitore, non si ha un eccessivo rapporto di onde stazionarie alle massime intensità di campo. La massima radiazione si ha con un SWR superiore a 1,5 : 1, valore che non danneggerà i circuiti d'uscita. Alcuni ricetrasmettitori CB possono tollerare valori di SWR relativamente elevati, mentre altri possono rovinare un amplificatore finale se soggetti a SWR eccessivi. Tuttavia, l'antenna può ancora essere accordata per la massima intensità di campo con il trasmettitore che "vede" l'impedenza preferita se viene usata una scatola di accordo per l'antenna. La potenza del segnale irradiato e ricevuto può aumentare quando la scatola di accordo è ben regolata.

Costruzione di un FSM - Se non si dispone di un misuratore dell'intensità di campo, se ne può costruire uno con modica spesa. A differenza dei misuratori di SWR, per essere preciso un FSM non richiede una esatta disposizione dei componenti nè un sistema di collegamento critico. Ciò che occorre è un diodo di segnale 1N34A, uno strumento da 50 μA f.s., un'impedenza RF da 2,5 mH, un condensatore da 0,001 μF, un potenziometro da 10 kΩ, che serve per il controllo della sensibilità, una scatola metallica per racchiudere il circuito, filo per collegamenti e basette di ancoraggio. Lo schema del circuito è riportato nella figura.

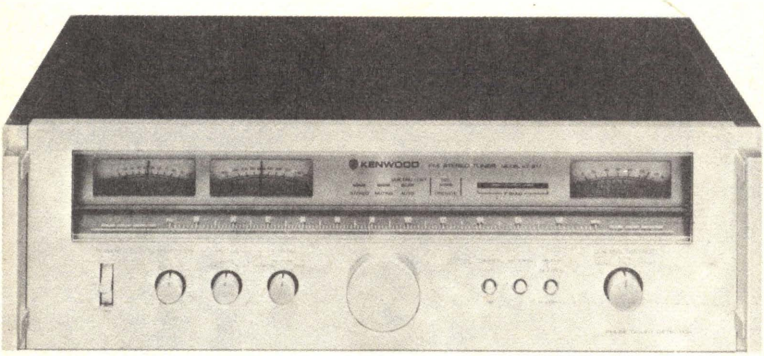
Conclusione - La massima potenza irradiata è ciò che un comune utente CB cerca di ottenere dal suo sistema mobile. Un basso SWR non significa nulla per chi ascolta: soltanto l'intensità di campo ha un significato. Perciò si accordi l'antenna usando un FSM e il sistema CB funzionerà con il piú alto rendimento e irradierà la massima potenza RF.

★



LABORATORIO TEST

SINTONIZZATORE MF KENWOOD KT-917



Annulla automaticamente la distorsione di sintonia

Questo sintonizzatore della Kenwood fa uso di circuiti nuovi ed insoliti per ridurre od eliminare la maggior parte delle condizioni di funzionamento che normalmente portano a distorsioni nella ricezione della MF. Esso dispone inoltre di tre diversi gradi di selettività per gli stadi a frequenza intermedia e di uno stadio d'ingresso, equipaggiato con un circuito accordato multiplo, che gli conferisce un'eccezionale immunità alle interferenze.

La Kenwood ha stabilito che in molti sintonizzatori per MF la distorsione è in pratica molto alta, perché l'utilizzatore non dispone di un mezzo per regolare la sintonia in modo da minimizzare accuratamente la distorsione stessa. L'usuale regolazione automatica di frequenza corregge semplicemente i piú grossolani errori di sintonia, ed anche l'uso di si-

stemi di sintonia basati su un sintetizzatore di frequenza controllato a cristallo non può garantire che le bande passanti degli stadi a frequenza intermedia e del rivelatore siano accuratamente allineate tra loro.

Un apparecchio con sistema di sintonia a rivelazione della distorsione e con un demodulatore a conteggio di impulsi

Di conseguenza la Kenwood ha progettato un apparecchio dotato di un circuito a rivelazione della distorsione ("Distortion Detection Loop" o piú brevemente DDL), che annulla automaticamente la distorsione di sintonia. Il DDL è usato in unione con un rivelatore per MF a conteggio di impulsi, caratterizzato da una grande linearità.

Il sintonizzatore in oggetto è profondo 46,5 cm, largo 46 cm, alto 16 cm ed il suo peso è di 15 kg.

Descrizione generale - Il sintonizzatore KT-917 ha una normale scala di sintonia, fittamente suddivisa, sistemata dietro una finestra da cui si osservano anche i diversi strumenti di misura, ampi e facili da leggere. Uno strumento indica l'esatta sintonia sul centro del canale, il secondo l'intensità del segnale ricevuto ed il terzo può segnalare, selezionando mediante un commutatore la funzione desiderata, sia la deviazione in frequenza sia la distorsione dovuta ai cammini multipli (multipath). L'indicatore dell'intensità del segnale ricevuto è tarato a passi di 10 dB da 0 a 90 dBf; la deviazione viene invece rivelata come valore percentuale rispetto al valore massimo nominale di 75 kHz da 0 al 120%.

Quattro luci spia sistemate sopra la scala di sintonia si accendono, rispettivamente, per indicare le seguenti condizioni: il sistema di silenziamento è in funzione; si sta ricevendo un segnale stereofonico; il sintonizzatore è stato predisposto per la selezione automatica tra i modi di funzionamento stereo e mono; il circuito per la rivelazione automatica della distorsione è in azione. L'operazione di sintonia si effettua come su qualunque altro normale sintonizzatore, cioè ruotando l'apposita manopola sino a quando la lancetta del relativo strumento non si porta in posizione centrale; l'unica differenza consiste nel fatto che in questo apparecchio, due secondi dopo aver rilasciato la manopola di sintonia, il sistema DDL ritocca automaticamente la sintonia stessa, in modo tale da ottenere la minima distorsione; successivamente si accende la relativa spia.

Alcuni filtri ad onda acustica di superficie provvedono a migliorare la selettività

La soglia per il silenziamento automatico nel passaggio tra le stazioni può essere posta a 20 dBf o a 40 dBf, oppure il sistema di silenziamento può essere escluso. Una riga orizzontale di punti luminosi verdi, posta sopra la scala di sintonia, si allunga a mano a mano che si amplia la larghezza di banda dei circuiti a frequenza intermedia.

Un apposito comando serve a selezionare il tipo di funzionamento dell'apparecchio e del sistema di silenziamento: quando questo comando è in posizione AUTO, vengono ricevute sia le stazioni che trasmettono in monofonia sia quelle stereofoniche; quando invece il comando è in posizione STEREO, il sistema di silenziamento si sblocca soltanto in presenza di segnali stereofonici (in questa posizione, se il segnale cade al di sotto di un certo livello, per cui il rumore diventa un problema, entra in azione un filtro che automaticamente mescola i canali destro e sinistro alle alte frequenze, in modo da ridurre il rumore senza apprezzabile peggioramento dell'effetto stereo e senza perdita nella risposta globale alle alte frequenze). Quando infine tale comando è in posizione MONO, tutti i segnali captati, sia monofonici sia stereofonici, vengono portati all'uscita come segnali monofonici.

Mediante appositi commutatori a pulsan-

te è possibile fare indicare al terzo strumento di misura la deviazione in frequenza o la distorsione dovuta ai cammini multipli, nonché attenuare le luci del pannello frontale e collegare all'apparecchio una delle due antenne a disposizione. Queste antenne, contrassegnate con le lettere A e B, vengono collegate mediante connettori del tipo jack a 75 Ω; il connettore per l'antenna B ha però in parallelo morsetti per un'antenna da 75 Ω e per un'antenna da 300 Ω. Lo scopo del doppio ingresso per antenna è quello di semplificarne l'orientamento per la minima distorsione derivante da cammini multipli. Sistemando le due antenne con angolazione opportuna l'una rispetto all'altra è possibile, per ogni stazione, scegliere due diverse condizioni di ricezione. Se ciascuna antenna viene orientata in modo da avere la minima distorsione dovuta ai cammini multipli su una o piú stazioni, è possibile migliorare sensibilmente la ricezione selezionando semplicemente l'antenna che dà i migliori risultati, evitando gli inconvenienti di un costoso impianto di antenna rotante.

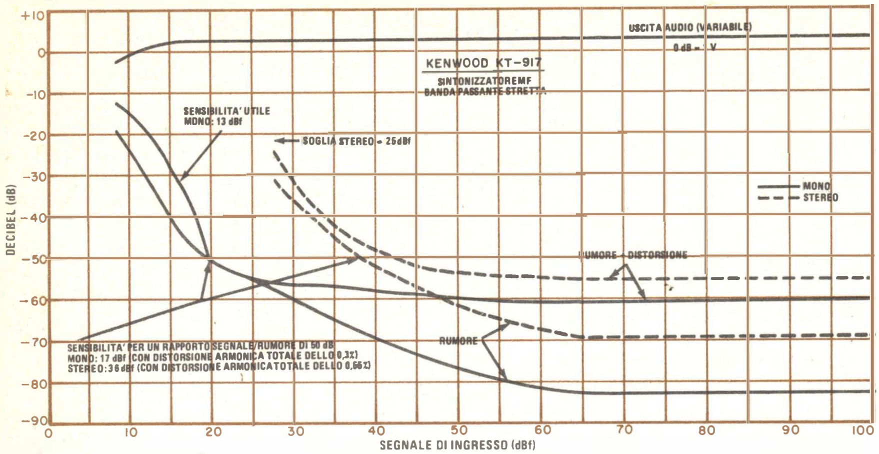
Sul pannello posteriore dell'apparecchio si trovano due uscite per il collegamento degli ingressi verticale ed orizzontale di un oscilloscopio, destinato a mostrare la distorsione dovuta a cammini multipli. Sullo stesso pannello sono pure presenti due coppie di prese jack per l'uscita del segnale audio (una coppia porta il segnale a livello fisso e l'altra quello a livello regolabile); un commutatore a slitta per selezionare la costante di tempo di deenfasi tra il valore normale (per gli USA) di 75 μs, il valore di 50 μs e il valore di 25 μs (da usarsi quando la ricezione avviene mediante un decodificatore Dolby esterno) ed una singola presa di rete, collegata a monte dell'interruttore di alimentazione.

I due stadi amplificatori a radiofrequenza di questo sintonizzatore fanno uso di MOSFET e contengono ben sette circuiti accordati: due precedono il primo stadio amplificatore, due sono posti tra uno stadio e l'altro e tre accoppiano l'amplificatore con un mescolatore bilanciato, composto da quattro diodi del tipo Schottky. Questa soluzione circuitale è complessa e costosa, ma conferisce al sintonizzatore un grado di immunità al sovraccarico ed alla generazione di segnali spuri che raramente si trova su altri apparecchi per uso domestico. L'oscillatore locale è seguito da due stadi di disaccoppiamento e da altri circuiti; sia l'oscillatore sia il secondo stadio disaccoppiatore sono dotati di circuiti accordati regolati dal comando di sintonia; di conseguenza, il condensatore variabile mosso dalla manopola di sintonia ha nove sezioni.

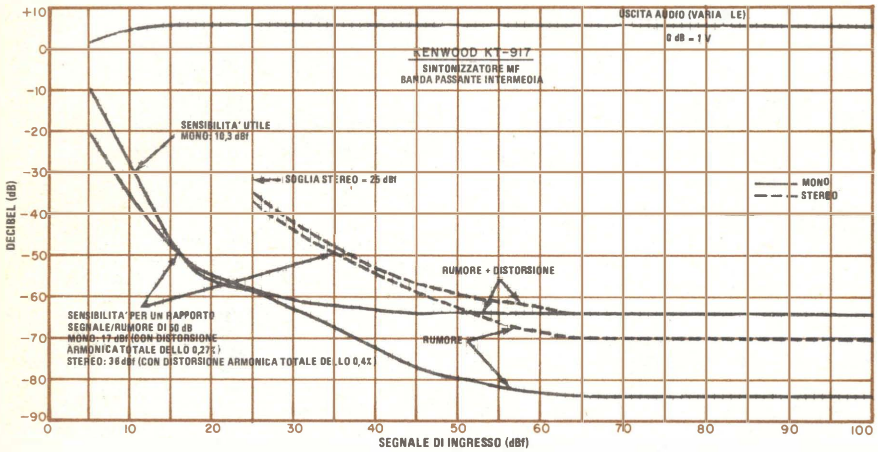
Il segnale a 10,7 MHz che esce dal mescolatore viene amplificato linearmente da uno stadio a FET, la cui uscita è elaborata in modo da comandare lo strumento indicatore dell'intensità del segnale ricevuto e quello della distorsione dovuta a multipath. Quest'ultimo indicatore rivela la modulazione di ampiezza che si crea sul segnale modulato in frequenza per il fatto che il segnale è ricevuto lungo vie diverse. Lo strumento indicatore dell'intensità del segnale ricevuto è preceduto da un convertitore logaritmico molto preciso.

Una serie di LED verdi segnala la larghezza di banda a frequenza intermedia selezionata

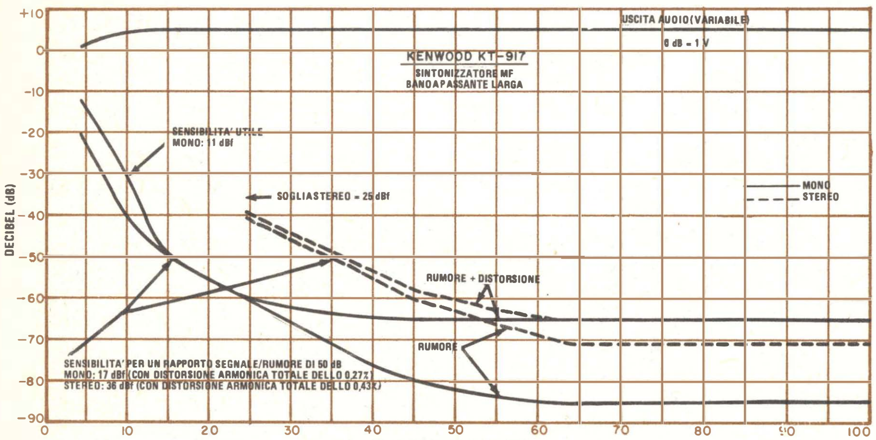
Dopo l'amplificatore a frequenza intermedia, non selettivo, è sistemata la serie di filtri ad onda acustica di superficie che danno al sintonizzatore la desiderata selettività (uno di questi filtri funziona sfruttando un'onda acustica che si propaga lungo la superficie di una piastrina ceramica; l'onda è generata da un trasduttore e ricevuta da un altro trasduttore, che la riconverte in forma elettrica). Un filtro di questo tipo ha una banda passante molto uniforme, fronti di attenuazione rapidi e bassa distorsione del ritardo di gruppo; quest'ultima particolarità è proprio ciò che occorre per avere una bassa distorsione e una buona separazione tra i canali nella ricezione di una trasmissione stereofonica. Quando viene selezionata la banda passante larga (WIDE), nel circuito è inserito un solo filtro; per la banda passante di larghezza intermedia (NORMAL) sono usati due filtri e per avere la banda piú stretta (NARROW) vengono inseriti quattro filtri. Accoppiati al resto del circuito da stadi amplificatori, tutti questi filtri vengono inseriti



Curve di rumore e di sensibilità con banda passante stretta (NARROW).



Curve di rumore e di sensibilità con banda passante intermedia (NORMAL).



Curve di rumore e di sensibilità con banda passante larga (WIDE).

Il circuito a rivelazione della distorsione (DDL), usato nel sintonizzatore Mod. KT-917 della Kenwood, è analogo ad un circuito di regolazione automatica di frequenza; mentre però quest'ultimo tipo di circuito sintonizza l'oscillatore locale in modo tale da annullare la componente continua dall'uscita del rivelatore, il DDL sintonizza l'oscillatore in modo da minimizzare la distorsione di seconda armonica nel segnale rivelato. Questo sistema di funzionamento compensa automaticamente l'effetto dell'eventuale asimmetria del circuito che rivela il segnale a frequenza intermedia, effetto che invece è ignorato in un normale sistema di regolazione automatica di frequenza o nell'operazione di sintonia eseguita manualmente con l'aiuto dello strumento a zero centrale.

Poiché non esiste la possibilità di misurare la distorsione di seconda armonica su un segnale musicale complesso, il Mod. KT-917 provvede a generare anche il segnale di prova sul quale lavora il circuito DDL. Il funzionamento del sistema di regolazione automatica è illustrato nella fig. 1. Come nei normali sistemi di tale tipo di regolazione, l'oscillatore locale è comandato da una tensione continua che fa variare la sua frequenza mediante un diodo varactor; nel Mod. KT-917 a questa tensione continua è sommato un segnale a 95 kHz generato localmente, che modula perciò in frequenza l'oscillatore locale. Il risultato che si ottiene è equivalente a quello che si avrebbe se la stazione in MF trasmettesse anche una sottoportante a 95 kHz con basso livello di modulazione.

All'uscita del rivelatore il segnale a 95 kHz e le sue armoniche sono separati dal segnale musicale mediante un filtro passa-alto. In un circuito di controllo secondario, il segnale a 95 kHz che esce dall'oscillatore viene fatto passare attraverso un circuito sfasatore comandato elettronicamente; la fase del segnale che esce da tale circuito è poi confrontata, nel rivelatore di fase n. 2, con quella della componente a 95 kHz che esce dal rivelatore. Questo accorgimento serve a fare in modo che il segnale a 95 kHz, generato internamente, sia esattamente in fase con quello che esce dal rivelatore, compensando tutti gli sfasamenti che si hanno nei processi di modulazione, amplificazione e rivelazione.

Il segnale a 95 kHz, corretto in fase, è quindi fatto passare in un duplicatore di frequenza ed il segnale a 190 kHz che esce da esso è portato ad uno degli ingressi del rivelatore di fase n. 1. Sull'altro ingresso arriva il segnale filtrato, proveniente dall'uscita del rivelatore, che comprende una componente fondamentale a 95 kHz ed una piccola quantità di distorsione di seconda armonica a 190 kHz. La fase di questa componente di distorsione dipende dal verso dell'errore di sintonia, mentre la sua ampiezza è proporzionale all'entità dell'errore stesso. Di conseguenza, il segnale che si ritrova sull'uscita del rivelatore di fase n. 1 è proporzionale alla distorsione creata dall'errore di sintonia, anche se il livello della distorsione di seconda armonica è estremamente basso (circa 100 dB al di sotto del segnale dei normali programmi stereo).

Un filtro passa-basso elimina le frequenze piú alte dal segnale di errore, lasciando soltanto una piccola tensione continua, proporzionale all'errore. A causa del bassissimo livello di questa tensione, è necessario usare un amplificatore a commutazione (che trasforma cioè la tensione continua in una successione di impulsi di pari ampiezza) per portare tale tensione al livello necessario per l'ulteriore utilizzazione; l'amplificatore a commutazione evita ogni deriva che potrebbe introdurre un errore di sintonia. In tal modo l'insieme costituito dal rivelatore di fase e dall'amplificatore di errore è stabilizzato contro la deriva dal sistema di commutazione che lavora a 10 kHz ed agisce sul segnale presente all'ingresso e su quello in uscita; si ottiene cosí un amplificatore ad alto guadagno, virtualmente accoppiato in continua, ma praticamente privo di deriva. Dopo un filtraggio che eli-

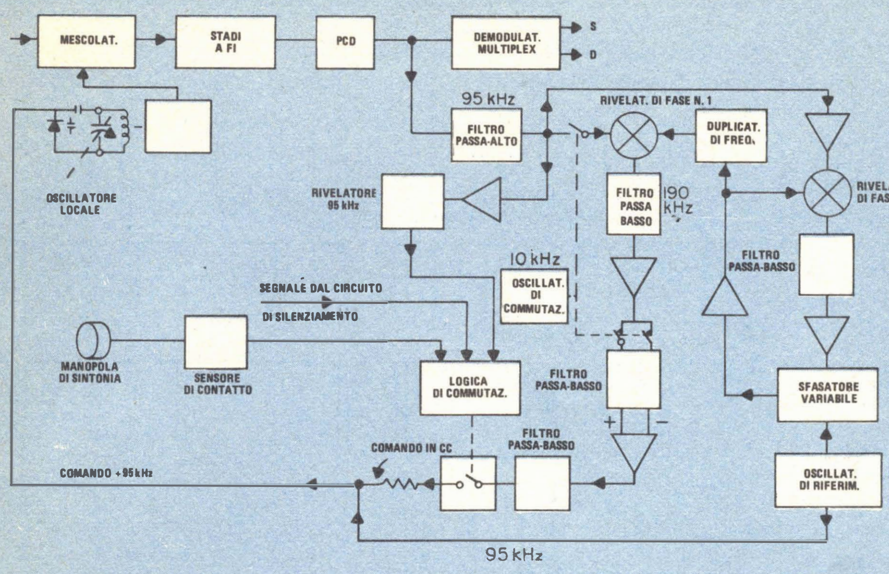


Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito a rivelazione di distorsione (DDL).

mina le componenti ad alta frequenza, questo segnale di errore è sommato con il segnale a 95 kHz, generato internamente, ed inviato al diodo che agisce sulla frequenza dell'oscillatore locale.

Un circuito logico a tre ingressi disabilita il sistema DDL durante l'operazione di sintonia manuale; a questo scopo la manopola di sintonia funziona come sensore di contatto. Il segnale di ronzio a frequenza di rete viene raddrizzato e la tensione continua che ne risulta viene applicata al circuito logico del DDL, il quale riceve anche una tensione continua dal sistema di silenziamento del sintonizzatore ed un'altra tensione continua dal segnale a 95 kHz rivelato. Il sistema DDL risulta in definitiva escluso quando il segnale ricevuto non è di ampiezza sufficiente, quando la modulazione a 95 kHz è insufficiente e quando si tocca la manopola di sintonia.

Il rivelatore a conteggio di impulsi (o PCD, cioè "Pulse Counting Detector") è un'altra novità del Mod. KT-917; questi rivelatori non sono una novità assoluta, essendo usati da moltissimi anni nei demodulatori per MF di precisione, destinati all'uso negli strumenti di laboratorio, ed in altre applicazioni critiche; sino a poco tempo fa però essi erano troppo complessi e costosi per l'uso negli apparecchi destinati al mercato del largo consumo, specialmente per frequenze portanti tanto elevate quanto la frequenza intermedia usata nei ricevitori per MF; attualmente invece sono disponibili circuiti integrati e transistori ad alta velocità di prezzo moderato, che rendono possibile l'uso di un PCD sui sintonizzatori di alta qualità.

Il principio su cui si basa il funzionamento di un PCD è molto semplice: il segnale a frequenza intermedia modulato

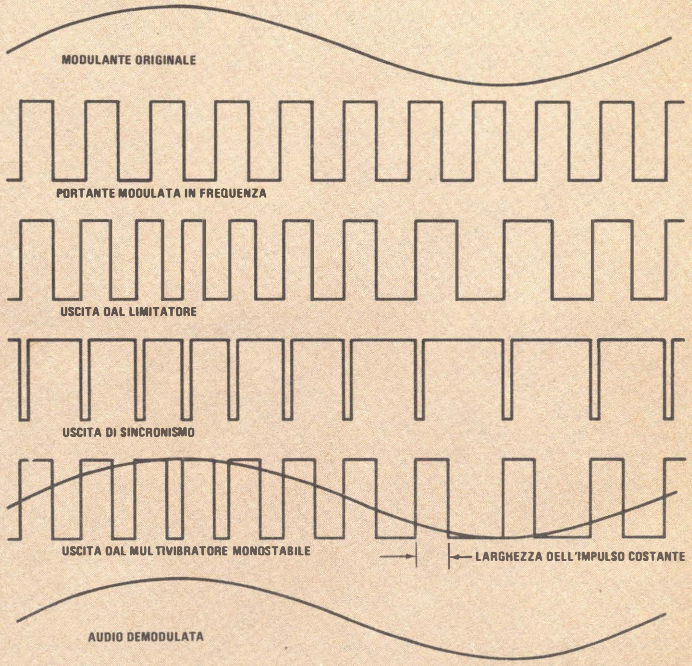


Fig. 2 - Successione delle forme d'onda nel demodulatore a conteggio di impulsi.

in frequenza è convertito in una successione di brevi impulsi, di ampiezza e durata costanti, la cui frequenza di ripetizione è pari a quella del segnale ricevuto. Se la base degli impulsi è agganciata ad un livello di tensione fisso (ad esempio, lo zero), il valore medio della successione di impulsi segue esattamente la forma d'onda del segnale modulante, che nel trasmettitore modula in frequenza la portante.

Nella fig. 2 *è riportata la successione delle forme d'onda che si hanno nel circuito rivelatore PCD del Mod. KT-917. Il segnale modulato in frequenza, preventivamente convertito su una frequenza intermedia più bassa, è limitato in ampiezza, in modo da ottenere un'onda quadra i cui passaggi per lo zero coincidono con quelli del segnale modulato in frequenza che si ha all'ingresso. Ogni qual volta la forma d'onda limitata attraversa lo zero in direzione positiva, un apposito circuito genera un impulso di sincronismo negativo; gli impulsi di sincronismo pilotano un multivibratore monostabile, che genera impulsi di larghezza ed ampiezza uniformi ogni volta che riceve un impulso di sincronismo. Poiché i livelli inferiore e superiore degli impulsi sono fissi, il valor medio del segnale che esce dal multivibratore segue l'andamento del segnale modulante. A questo punto, per ricostruire il segnale audio originario è sufficiente far passare la successione di impulsi in un circuito integratore, cioè in un filtro passabasso, che elimina la portante.*

La fig. 3 *(ricavata dai dati forniti dalla*

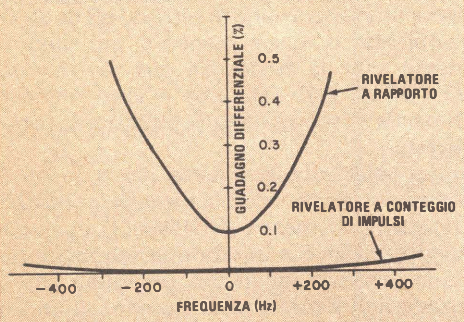


Fig. 3 - Andamento del guadagno differenziale in funzione della frequenza per un rivelatore a rapporto e per un rivelatore a conteggio di impulsi. Dalle curve si può dedurre il diverso comportamento dei due tipi di rivelatori, per quanto riguarda la distorsione.

Kenwood) mette in evidenza il vantaggio offerto dal rivelatore PCD in confronto ad un rivelatore per MF tradizionale; poiché il funzionamento di quest'ultimo tipo di rivelatore si basa su circuiti accordati, il guadagno differenziale (cioè la pendenza della caratteristica che lega la tensione d'uscita alla frequenza d'ingresso) cambia leggermente al variare della frequenza. Come risultato, si ottiene una tensione d'uscita che non è esattamente proporzionale alla frequenza d'ingresso e, di conseguenza, una distorsione. La curva piú bassa della fig. 3 mostra il guadagno differenziale di un circuito PCD, che è quasi costante su un ampio intervallo di frequenze. Da notare che se gli impulsi fossero perfettamente identici, l'uscita del circuito PCD sarebbe perfettamente lineare su un intervallo di frequenze molto ampio.

Oltre a quello della complessità, il rivelatore PCD ha anche il difetto di fornire una tensione d'uscita proporzionale alla deviazione percentuale in frequenza. A 10,7 MHz una deviazione di 75 kHz è pari soltanto allo 0,7% della frequenza centrale; di conseguenza la tensione di uscita è molto bassa. Convertendo però la frequenza di 10,7 MHz in una frequenza piú bassa, cioè di 1,96 MHz, la deviazione percentuale passa al 3,8% e l'ampiezza del segnale d'uscita aumenta di cinque volte; ciò comporta, rispetto al funzionamento a 10,7 MHz, un incremento di circa 15 dB nel rapporto segnale/rumore.

e disinseriti mediante diodi che ricevono un segnale di comando in corrente continua.

Il segnale a frequenza intermedia di 10,7 MHz è poi convertito in un segnale a 1,96 MHz ed amplificato per essere inviato al rivelatore a conteggio di impulsi. Dopo la rivelazione, il segnale viene elaborato da un circuito per la demodulazione del segnale stereo, del tipo a campionamento e tenuta. In questo circuito il segnale multiplex è campionato con una frequenza di 38 kHz, sincronizzata con la pilota a 19 kHz; si ottengono cosí i due segnali d'uscita, destro e sinistro. Invece dell'usuale filtro passa-basso per l'eliminazione delle componenti a 19 kHz e a 38 kHz dall'uscita audio (filtro che può deteriorare la risposta del sistema alle frequenze piú alte), il sintonizzatore Mod. KT-917 fa uso di un circuito di cancellazione della pilota, il quale funziona ricostruendo un segnale a 19 kHz ed utilizzandolo poi per cancellare quello presente sull'uscita. Con questo accorgimento la risposta audio può essere tenuta uniforme sino ad oltre 15 kHz, pur riducendo il residuo della 19 kHz ad un livello veramente molto basso.

Misure di laboratorio - Poiché molte caratteristiche nominali di questo sintonizzatore sono superiori a quelle di un buon generatore di segnali per usi di laboratorio, non si prevedeva che esso fosse in grado di confermare i dati dichiarati dalla casa costruttrice. La Kenwood stessa, nel corso dello sviluppo di questo apparecchio, ha dovuto impiegare, per controllare le sue prestazioni, generatori appositamente progettati o modificati. Le prove comunque sono state eseguite con un normale generatore di segnali della Sound Technology, il Mod. 1000 A FM.

Il misuratore dei cammini multipli è uno dei pochi davvero efficienti

La sensibilità misurata sul sintonizzatore era pari a quella nominale, mentre la distorsione ed il rumore sono risultati praticamente quelli del generatore di segnali usato per le misure. Soltanto escludendo i circuiti di modulazione del generatore (invio di onda continua), si è potuto misurare un rapporto segnale/rumore di 84 dB. Poiché però la modulazione è richiesta per le prove in stereofonia, in quanto deve essere presente la pilota a 19 kHz, le misure in questa condizione si sono limitate a circa 70 dB, cioè al valore proprio del generatore. Per il controllo della reiezione del segnale immagine si è impiegato un generatore Boonton Mod. 202B, il cui massimo livello di uscita, pari a 0,2 V, non è risultato sufficiente a dare un segnale misurabile in corrispondenza della frequenza immagine: perciò si è potuto soltanto concludere che la reiezione del segnale immagine è superiore a 106 dB.

Un comportamento insolito si è però registrato nella separazione tra i canali stereo sotto l'azione del sistema DDL. Tale sistema è apparso sempre in grado di funzionare perfettamente e di centrare il punto di minima distorsione, qualunque fosse la condizione di sintonia al momento in cui la relativa manopola veniva rilasciata; tuttavia, quando si è misurata per la prima volta la separazione tra i canali stereo, dopo aver portato la lancetta di sintonia esattamente al centro del canale, si sono misurati valori compresi tra 36 dB e 43 dB, piú che sufficienti, ma nettamente inferiori ai valori di 50 ÷ 60 dB dichiarati dalla Kenwood. Dopo aver controllata la connessione del generatore di segnali, si è compiuta qualche prova aggiuntiva e si è constatato che, rilasciando la manopola di sintonia con la stazione non ben centrata, e precisamente sul punto in cui il sistema di silenziamento veniva escluso, si ottenevano risultati molto migliori: da 50 dB a 55 dB tra 30 Hz e 2 kHz. In particolare, con la maggiore larghezza di banda (WIDE), si aveva una separazione di oltre 60 dB da 80 Hz a 160 Hz, la quale scendeva poi gradualmente con la frequenza, per arrivare sui 33 ÷ 35 dB a 15 kHz. Con le altre larghezze di banda si sono ottenuti risultati non molto diversi.

La selettività è apparsa piú o meno la stessa, sia selezionando la banda larga (WIDE) sia quella di mezzo (NORMAL); in queste condizioni si è misurata una selettività per canali alternati di 44 dB, un valore che in genere non è molto soddisfacente su un sintonizzatore privo della possibilità di stringere ulteriormente la banda. Con l'uso della banda piú stretta (NARROW) è stato invece possibile usare il sintonizzatore anche in aree urbane con piú di cinquanta stazioni trasmittenti, quindi con il pericolo di interferenze tra canali alternati ed adiacenti, senza incontrare il minimo problema di interferenza.

200.000 μV non sono sufficienti a generare un segnale immagine misurabile

L'errore di taratura riscontrato sulla scala di sintonia era sempre inferiore a 200 kHz e normalmente non superiore a 100 kHz. Nell'indicazione dello strumento che misura il livello del segnale ricevuto è risultato un errore massimo di 4 dB sul suo intero campo di funzionamento. Inoltre si è constatato che lo strumento indicatore della deviazione in frequenza forniva valori in eccesso del 15% circa; ma questa imprecisione è relativamente poco importante, dato lo scopo dello strumento in esame. L'indicatore della distorsione dovuta ai cammini multipli è invece risultato veramente efficiente; anche un solo accenno di distorsione dovuta a cammini multipli produceva, in presenza di modulazione, un'indicazione apprezzabile sullo strumento; ogni segnale che fosse invece privo di

CARATTERISTICHE TECNICHE

Caratteristica	Valore nominale	Valore misurato
Sensibilità utile		
(Mono)	10,8 dBf (1,9 μV)	10,8 dBf (NORMALE)
		13 dBf (STRETTA)
		11 dBf (LARGA)
Sensibilità per S/R di 50 dB		
(Mono)	15,8 dBf (3,4 μV)	17 dBf
(Stereo)	37,2 dBf (40 μV)	36 dBf
Rapporto S/R		
(Mono)	90 dB	84 dB (non pesato - circa il residuo del
(Stereo)	84 dB	70 dB generatore)
Distorsione armonica totale		
(Mono: 1 kHz)	0,03% LARGA	0,064% (circa il residuo del generatore)
	0,06% NORMALE	0,064%
	0,15% STRETTA	0,09%
(Stereo: 1 kHz)	0,04% LARGA	0,062% (circa il residuo del generatore)
	0,09% NORMALE	0,062%
	0,12% STRETTA	0,17%
Rapporto di cattura	0,8 dB LARGA	0,8 dB/0,73 dB (45/65 dBf)
	1,4 dB NORMALE	0,8 dB/0,73 dB
	1,7 dB STRETTA	2,1 dB/1,3 dB
Selettività per canali alternati	35 dB LARGA	44 dB
	60 dB NORMALE	44 dB
	60 dB STRETTA	82 dB
Selettività per canali adiacenti	Non indicato	6,3 dB (LARGA)
		5,4 dB (NORMALE)
		15,5 dB (STRETTA)
Separazione stereo		
(1 kHz)	60 dB LARGA	51,0 dB
	55 dB NORMALE	50,5 dB
	50 dB STRETTA	54,5 dB
(da 50 Hz a 10 kHz)	50 dB LARGA	39,5 dB
	45 dB NORMALE	38,0 dB
	40 dB STRETTA	35,5 dB
(15 kHz)	40 dB LARGA	33,0 dB
	38 dB NORMALE	34,5 dB
	33 dB STRETTA	34,0 dB
Risposta in frequenza	10-16.000 Hz	30-15.000 Hz
	+0,2/−0,5 dB	+0,2/−0,3 dB
Rapporto di risposta alle spurie	125 dB	—
Rapporto di risposta all'immagine	125 dB	Maggiore di 106 dB
Rapporto di risposta alla FI	125 dB	—
Soppressione della MA	70 dB	70 dB (45 dBf)
		73 dB (65 dBf)
Residuo della sottoportante	70 dB	66 dB
Reiezione dei segnali SCA	75 dB	—
Livello d'uscita		
(1 kHz, 100% mod.)		
Fisso	0,75 V, 60 Ω	Confermato
Variabile	0-1,5 V, 60 Ω	0-1,86 V
Uscita rivelatore multipath		
Vert.	0,01 V, 10 kΩ	—
Orizz.	0,5 V, 3 kΩ	—

distorsione di questo tipo non provocava alcuno spostamento della lancetta.

Impressioni d'uso - Poiché il sintonizzatore Mod. KT-917 non è molto diffuso sul mercato, non è stato possibile controllare se il suo strano comportamento in fase di sintonia, per quanto riguarda la separazione stereo, fosse tipico di questo apparecchio o invece una particolarità dell'esemplare provato. Ciò comunque ha poca importanza, poiché le stazioni per radiodiffusione di regola mantengono una separazione non inferiore ai 30 dB, mentre in pratica quasi tutte le testine fonorilevatrici ed i dischi non garantiscono nemmeno questo valore. Inutile dire che questo sintonizzatore non degraderà mai la separazione dei programmi ricevuti.

Il funzionamento del sistema DDL si è dimostrato molto efficace; con la maggior parte dei sintonizzatori, i piccoli errori di sintonia che si commettono, pur procedendo con la massima cura, possono facilmente far peggiorare una distorsione, portandola dalla condizione ottimale, dello 0,1%, allo 0,3% od allo 0,5%. Come la stessa Kenwood precisa, i normali sistemi di regolazione automatica di frequenza non rappresentano una vera soluzione a questo problema, poiché il loro funzionamento richiede una tensione di errore e quindi un piccolo errore di sintonia.

Un apparecchio che raggiunge il limite delle migliori prestazioni possibili

Il sistema DDL garantisce invece sempre la minima distorsione di seconda armonica e nessuna manovra dell'utente può portare il Mod. KT-917 fuori sintonia (con segnali molto deboli, cioè inferiori a 25 ÷ 40 dBf, il sistema DDL può non entrare in azione, cosa che viene segnalata dalla mancata accensione del relativo indicatore luminoso; da notare però che segnali cosí deboli hanno sempre un rumore tale da mascherare la distorsione).

Il funzionamento generale del sintonizzatore è apparso veramente ottimo. Il valore che normalmente si ritiene piú conveniente per la soglia di intervento del sistema di silenziamento è di 20 dBf, mentre per la ricezione in aree con segnali molto forti si preferisce un valore di 40 dBf che elimina i segnali meno intensi (i livelli di intervento del sistema di silenziamento usato dal Mod. KT-917 sono risultati molto prossimi ai valori suddetti, precisamente di 21 dBf e di 42 dBf). Il meccanismo di sintonia è apparso estremamente dolce, e la precisione della scala di sintonia è risultata sufficiente a centrare una stazione anche con il ricevitore spento, udendola poi, perfettamente agganciata dal sistema DDL, non appena si accendeva l'apparecchio.

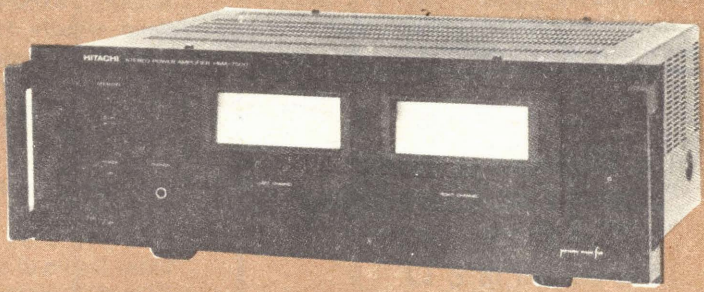
Lo strumento indicatore dell'intensità del segnale ricevuto forniva informazioni molto utili, poiché segnalava l'effettivo livello del segnale in una forma che può essere messa direttamente in relazione con i valori in dBf che compaiono sui fogli pubblicati dalle case costruttrici e sulle prove di funzionamento. Questo strumento si è dimostrato anche assai utile, unito a quello che segnala la distorsione causata dai cammini multipli, per orientare un'antenna direttiva; una posizione dell'antenna che dia deflessioni minime sull'indicatore di distorsione e massima sull'indicatore dell'intensità del segnale è certamente la migliore per la stazione che si sta ricevendo.

Non si è avuta occasione invece di usare lo strumento indicatore della deviazione in frequenza; il suo funzionamento è apparso comunque sufficientemente rapido per dare un'utile indicazione del livello dei picchi di modulazione.

Dalle impressioni avute, si ritiene che due sole larghezze di banda per i circuiti a frequenza intermedia sarebbero sufficienti in ogni situazione pratica, in quanto in questo apparecchio la larghezza di banda maggiore e quella intermedia danno approssimativamente la stessa selettività, la stessa distorsione e la stessa separazione tra i canali: una di esse perciò è superflua. Un'altra obiezione che si potrebbe muovere a questo apparecchio è il suo livello assurdamente basso sull'uscita verticale per oscilloscopio.

Il Mod. KT-917 è comunque un sintonizzatore perfezionato che elimina ogni errore umano in fase di sintonia e che può sfruttare sino all'estremo la qualità offerta da qualsiasi stazione. ★

Amplificatore di potenza stereofonico Hitachi HMA-7500



L'impiego di transistori finali di tipo MOSFET ne semplifica il circuito

Un amplificatore stereofonico di potenza che fornisce 75 W per canale con distorsione armonica totale dello 0,02%

Il nuovo amplificatore di potenza modello HMA-7500 della Hitachi ha una potenza nominale di 75 W per canale su carichi di 8 Ω, nel campo da 20 Hz a 20 kHz e con distorsione armonica totale non superiore allo 0,02%. Questo amplificatore impiega, come transistori d'uscita, alcuni MOSFET per alte potenze in luogo dei soliti transistori bipolari. Il FET (cioè il transistore ad effetto di campo) offre, rispetto ai transistori bipolari, diversi vantaggi non indifferenti, tra cui la maggiore linearità, un tempo di commutazione estremamente ridotto ed un'elevata impedenza di ingresso.

L'amplificatore in oggetto è largo 44 cm, profondo 35,5 cm, alto 16,5 cm ed il suo peso è di 15,8 kg. Con l'apparecchio vengono fornite a richiesta le maniglie.

Descrizione generale - Ciò che si nota a prima vista sull'amplificatore Mod. HMA-7500 sono i due strumenti di misura posti sul pannello frontale, ampi e ben illuminati; essi portano scale logaritmiche che si estendono da 0,1 W a 200 W (le scale sono tracciate nell'ipotesi di un carico da 8 Ω) e sono sufficientemente veloci per seguire i picchi del segnale musicale. Sul pannello frontale si trovano inoltre alcuni commutatori a pulsante, che consentono di collegare all'apparecchio due diverse coppie di altoparlanti, nonché l'interruttore d'alimentazione a levetta e la presa jack per la cuffia.

Sul pannello posteriore sono sistemati le prese jack per l'ingresso del segnale, i morsetti per gli altoparlanti, una presa di rete collegata a monte dell'interruttore di alimentazione ed un commutatore a slitta, le cui due posizioni sono contrassegnate dalle scritte NORMAL e DC. Nella prima posizione questo commutatore inserisce un condensatore sulla via d'ingresso del segnale; nella se-

conda posizione l'amplificatore risulta invece completamente accoppiato in corrente continua, dall'ingresso all'uscita (compresi i collegamenti interni di controreazione).

Nell'apparecchio sono incorporati circuiti che provvedono ad escludere gli altoparlanti se all'uscita dell'amplificatore si ha una componente significativa di tensione continua (condizione che può ad esempio presentarsi se il segnale proviene da una sorgente con il condensatore d'uscita in perdita o se all'ingresso dell'amplificatore viene applicato un segnale di ampiezza eccessiva).

La sinusoide in uscita comincia ad essere tagliata a 88,5 W per canale con carichi di 8 Ω

Poiché il MOSFET di potenza è un dispositivo con elevata impedenza di ingresso ed è pilotato in tensione anziché in corrente, il circuito del Mod. HMA-7500 differisce sensibilmente da quello di un tipico amplificatore di potenza a transistori bipolari. Buona parte del circuito di un simile amplificatore serve infatti per stabilizzare le condizioni di funzionamento del transistore nei confronti delle variazioni di temperatura e per proteggere i transistori dai danni che potrebbero essere provocati dalla fuga termica o da un segnale d'ingresso eccessivo; il MOSFET è invece un dispositivo intrinsecamente stabile, che non ha problemi di fuga termica e di rottura secondaria. Come risultato, il circuito dell'amplificatore Mod. HMA-7500 è sorprendentemente semplice.

L'apparecchio in oggetto ha uno stadio d'ingresso di tipo differenziale con transistori bipolari, seguito da uno stadio pilota, anch'esso del tipo differenziale, con carico attivo sul collettore (il cosiddetto funzionamento "speculare" in corrente). Questo secondo stadio pilota direttamente quello di uscita, realizzato con transistori MOSFET complementari. Un circuito di controreazione collega l'uscita al secondo ingresso dello stadio differenziale d'ingresso.

La Hitachi, come del resto diverse altre case costruttrici di amplificatori, ritiene che i transitori a frequenza molto bassa, che eventualmente possono presentarsi su un canale dell'amplificatore facendo variare la tensione di alimentazione dell'altro canale, siano responsabili di quei fenomeni di diafonia che provocano spostamenti casuali nella posizione apparente della sorgente musicale nel corso di una riproduzione stereo. La soluzione piú ovvia a questo problema sta nell'equipaggiare ciascun canale con un suo alimentatore separato, come è stato fatto appunto nel modello Hitachi HMA-7500, cioè nel mettere trasformatore di rete, raddrizzatori e rete di filtraggio separati per le tensioni di ±52 V richieste da ciascun canale. Due avvolgimenti ausiliari, uno per ciascun trasformatore, collegati insieme, forniscono l'alimentazione ad un singolo raddrizzatore, seguito da regolatori di tensione che danno in uscita le tensioni di ±12 V e ±58 V utilizzate per gli stadi a basso livello di entrambi i canali. Poiché questi stadi lavorano in classe A, il loro assorbimento di corrente è costante.

Misure di laboratorio - Le caratteristiche proprie di un amplificatore di potenza a MOSFET sono molto diverse da quelle di un normale amplificatore di potenza a transistori bipolari; poche misure quindi hanno mostrato il comportamento abituale; tanto per fare un esempio, dopo un'ora di preriscaldamento con potenza d'uscita di 25 W, l'amplificatore era appena caldo. Le creste della sinusoide in uscita hanno cominciato ad apparire tagliate per una potenza di 88,5 W per canale, valore questo misurato con un segnale a 1 kHz e con carichi di 8 Ω (il margine alla saturazione, come definito dalle norme IHF, era quindi di 0,72 dB). Con carichi di 4 Ω e 16 Ω sono stati invece misurati valori di 93 W e di 48 W. Il margine alla saturazione dinamica, come definito dalle norme IHF, è risultato di 1,25 dB; l'amplificatore

Il fattore di salita di 16,5 è eccezionale: la maggior parte degli amplificatori arriva a 2 o 3 appena

CARATTERISTICHE TECNICHE		
Caratteristica	**Valore nominale**	**Valore misurato**
Uscita continua su 8 Ω, tra 20 ÷ 20.000 Hz	75 W con THD dello 0,02%	Confermato
Larghezza di banda di potenza (IHF) al 50% della potenza nominale	Da 5 Hz a 100 kHz con dist. dello 0,05%	Non misurato
Risposta in frequenza (CC) (con uscita di 1 W) (NORM)	Dalla continua a 200 kHz +0/−1 dB Da 6 Hz a 200 kHz +0/−1 dB	Dalla continua a 200 kHz +0/−1,5 dB Da 5 Hz a 200 kHz +0/−1,5 dB
Sensibilità d'ingresso	1 V	0,11 V/1 W (50 k) (equiv. 0,95 V/75 W)
Separazione tra i canali	100 dB (1 kHz, ingresso cortocircuitato)	20 Hz: 115 dB 1 kHz: 100 dB 20 kHz: 87 dB (ingresso terminato su 1 kΩ)
Rapporto S/R (IHF-A)	120 dB	Migliore di 90 dB riferito a 1 W limite di misura (equivalente a piú di 109 dB riferito a 75 W)
Impedenza degli altoparlanti	4-16 Ω	—

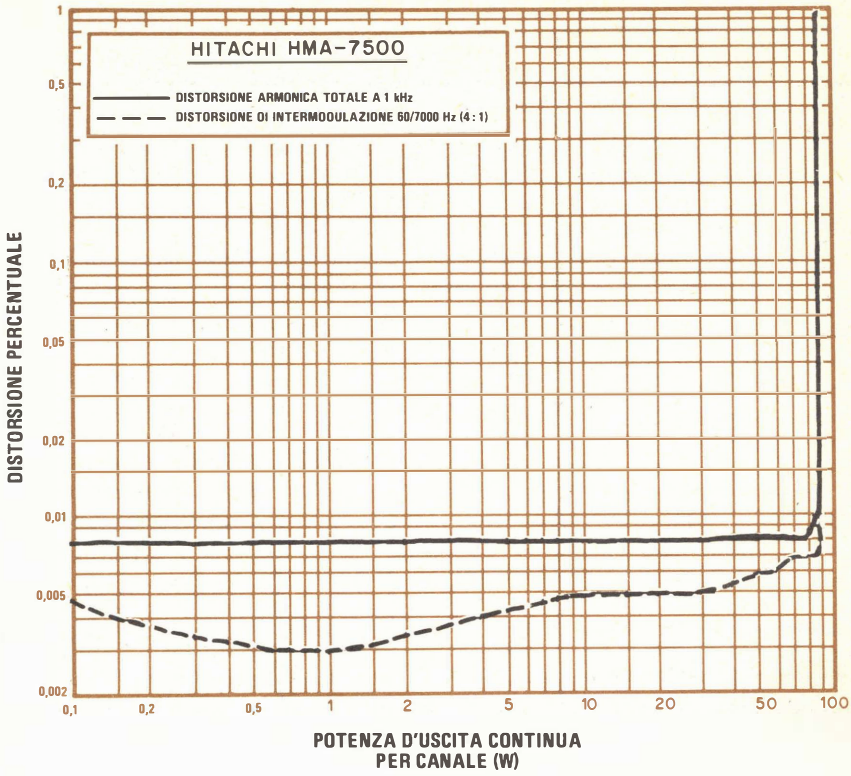
si è infatti rivelato in grado di erogare 100 W per brevi periodi.

Per ottenere all'uscita la potenza di riferimento di 1 W, si è rivelato necessario un segnale di 0,11 V all'ingresso; il rumore d'uscita è risultato inferiore al limite degli strumenti di misura usati nelle prove, cioè inferiore ai 100 μV (−90 dBV). L'impedenza d'ingresso è apparsa pari a quella di una resistenza da 50 kΩ, con in parallelo un condensatore da 200 pF.

L'estesa gamma in frequenza ottenibile grazie ai MOSFET è apparsa evidente dalle misure della risposta in frequenza a basso livello e dal fattore di salita come definito dalle norme IHF. La risposta in frequenza è risultata infatti compresa entro una fascia di ±0,1 dB dalla corrente continua sino a circa 50 kHz, con una caduta di appena 1,5 dB a 200 kHz e di 6 dB a 500 kHz. Con il commutatore in posizione NORMAL, si è misurato un abbassamento alle basse frequenze di 1 dB soltanto a 5 Hz.

Il fattore di salita è stato misurato alimentando anzitutto l'amplificatore con un segnale a 1 kHz, tale da fornire la potenza nominale, ed aumentando poi la frequenza, senza cambiare il livello d'ingresso, sino a quando la distorsione sull'uscita non ha raggiunto l'1%. Non è stato possibile eseguire misure di distorsione al di sopra della banda audio, però si è osservata la forma d'onda su un oscilloscopio, senza notare alcuno scostamento dal perfetto andamento sinusoidale sino a 330 kHz. Supponendo che a questa frequenza si abbia la distorsione dell'1%, il fattore di salita riscontrato risultava pari a 330/20, cioè a 16,5. Se si considera che la maggior parte degli amplificatori arriva ad un fattore di salita di 2 o 3 appena, si può essere certi che l'amplificatore HMA-7500 non presenterà alcun effetto di distorsione d'intermodulazione nei transitori, cioè in quelle condizioni che mettono alla prova la capacità, da parte di simili apparecchiature, di fornire rilevanti potenze d'uscita a frequenze molto alte.

Nelle misure compiute sugli amplificatori, in genere si riscontra che tali apparecchi alle basse frequenze hanno una distorsione inferiore a quella dell'oscillatore usato per le

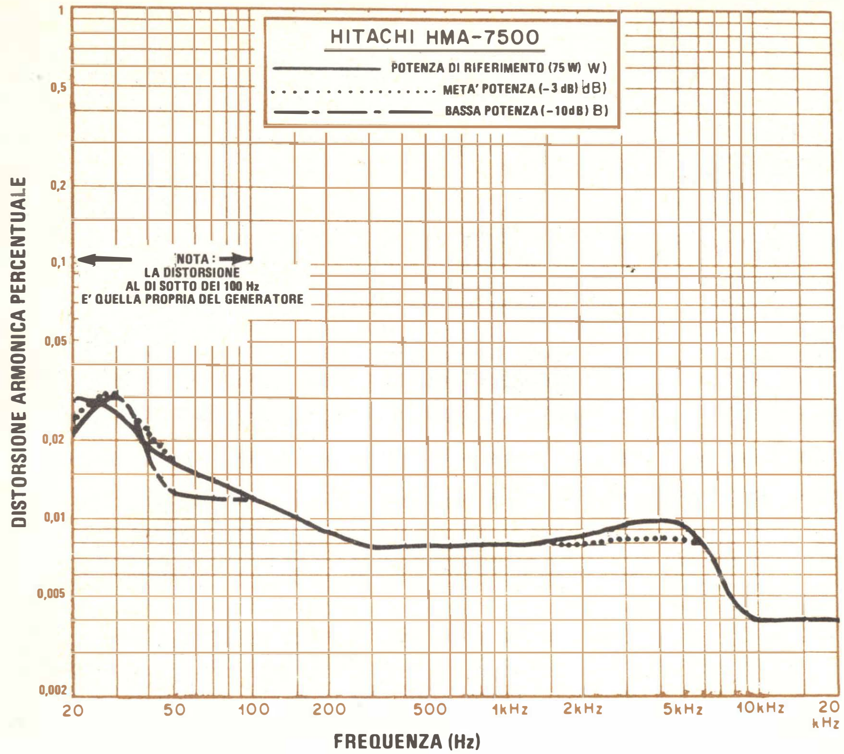


Distorsione armonica totale e di intermodulazione con carichi di 8 Ω.

prove; quasi tutti gli amplificatori mostrano però un sensibile aumento della distorsione alle piú elevate frequenze audio. Nel caso dell'amplificatore HMA-7500, sulla parte bassa della banda la distorsione ha mostrato l'andamento previsto, con valore costante dello 0,008% da 300 Hz a 5 kHz per tutti i valori di potenza compresi tra 7,5 W e la potenza nominale (75 W). Al di sopra dei 5 kHz la distorsione cominciava però a scendere, raggiungendo lo 0,004% per frequenze di 10 kHz ed oltre. Un comportamento del genere era in fondo prevedibile dal risultato della misura del fattore di salita; ciò nonostante è apparso sorprendente.

A 1 kHz la distorsione presentava il valore costante dello 0,008% per potenze comprese tra 0,1 W e 80 W e il valore dello 0,012% a 90 W, appena prima che si manifestasse la saturazione. La distorsione di intermodulazione è risultata compresa tra lo 0,003% e lo 0,005% da meno di 1 W sino a circa 50 W e raggiungeva lo 0,007% a 90 W. La distorsione è apparsa in ogni caso esclusivamente dovuta alla seconda armonica; infatti non si è riscontrata alcuna componente di ordine superiore.

La separazione tra i canali era di 100 dB a 1 kHz, cioè esattamente pari a quella nominale. Per questa prova si è inviato il segnale su un canale, ponendo all'ingresso dell'altro canale una resistenza da 1 kΩ e quindi si è misurata la tensione all'uscita del secondo canale. A 20 Hz la separazione è risultata di 115 dB ed a 20 kHz di 87 dB. E' evidente che questi altissimi valori di separazione sono in parte dovuti all'uso di alimentatori completamente separati per i due canali. Gli strumenti indicatori di potenza nel complesso erano precisi come la maggior parte degli analoghi strumenti inseriti in altri apparecchi: l'errore era mediamente del 30 ÷ 40%, ma il tempo di risposta molto breve rendeva questi strumenti molto utili per una precisa



Distorsione armonica percentuale a tre diversi livelli di potenza.

valutazione della potenza d'uscita.

Impressioni d'uso - Nelle prove d'ascolto non si è riscontrata alcuna differenza tra l'amplificatore HMA-7500 ed altri amplificatori di classe messi a confronto. Il modello della Hitachi è risultato completamente privo di rumori indesiderati.

Benché la casa costruttrice raccomandi di usare tale amplificatore con il commutatore in posizione DC, tranne nei casi in cui si sappia che all'ingresso vi è una componente continua, ciò non offre alcun particolare vantaggio; anzi, tenendo il commutatore su DC, possono comparire alcune apparenti anomalie nel funzionamento del sistema. Ad esempio, quando si sono inseriti alcuni accessori tra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, all'uscita non è comparso alcun segnale; immediatamente si è pensato ad un cavo interrotto od a qualche componente andato fuori uso; successivamente però si è scoperto che il "guasto" era provocato da una dispersione di corrente continua a bassissimo livello all'uscita dell'accessorio collegato all'amplificatore, dispersione che, pur minima, provocava l'intervento del circuito di protezione. Spostando il commutatore su NORMAL, tutto è ritornato normale. Poiché non vi è alcun dispositivo che indichi l'entrata in azione del circuito di protezione, non è stato facile scoprire la causa del silenzio dell'amplificatore (in tale condizione le lancette degli strumenti indicatori erano ferme sullo zero, poiché tali strumenti sono alimentati dalla tensione ai capi dell'altoparlante).

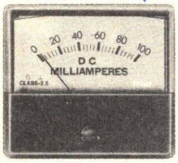
In conclusione, questo amplificatore della Hitachi, pur se piuttosto costoso per essere un modello da 75 W per canale, fornisce una potenza rilevante a frequenze di centinaia di chilohertz e l'utente non si troverà mai in difficoltà, qualunque sia il segnale che gli arrivi dalla sorgente del segnale audio. ★

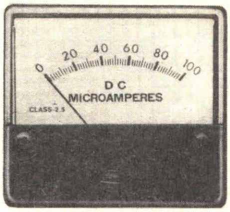
new

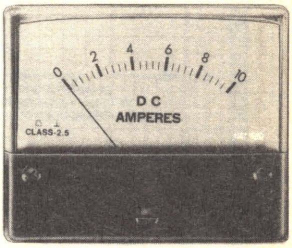
STRUMENTI

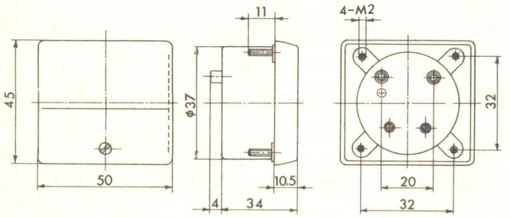
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2,5

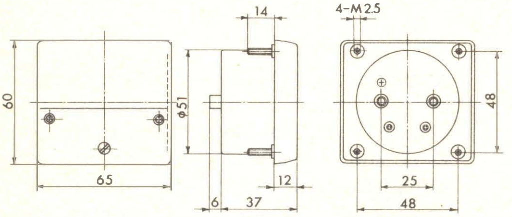




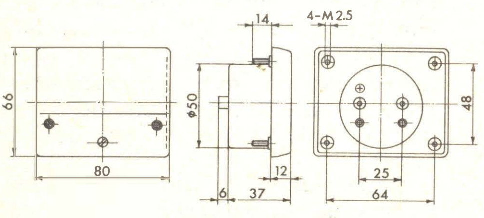




FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0552-01	0-15	TP/0555-15
0-5	TP/0552-05	0-30	TP/0555-30
0-50	TP/0552-50	0-60	TP/0555-60
0-100	TP/0553-10		
0-500	TP/0553-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0554-01	0-15	TP/0558-15
0-3	TP/0554-03	0-30	TP/0558-30
0-5	TP/0554-05	0-60	TP/0558-60
0-10	TP/0554-10	0-300	TP/0559-30
0-30	TP/0554-30		



FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0562-01	0-15	TP/0565-15
0-5	TP/0562-05	0-30	TP/0565-30
0-50	TP/0562-50	0-60	TP/0565-60
0-100	TP/0563-10		
0-500	TP/0563-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0564-01	0-15	TP/0568-15
0-3	TP/0564-03	0-30	TP/0568-30
0-5	TP/0564-05	0-60	TP/0568-60
0-10	TP/0564-10	0-300	TP/0569-30
0-30	TP/0564-30		



FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0582-01	0-15	TP/0585-15
0-5	TP/0582-05	0-30	TP/0585-30
0-50	TP/0582-50	0-60	TP/0585-60
0-100	TP/0583-10		
0-500	TP/0583-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0584-01	0-15	TP/0588-15
0-3	TP/0584-03	0-30	TP/0588-30
0-5	TP/0584-05	0-60	TP/0588-60
0-10	TP/0584-10	0-300	TP/0589-30
0-30	TP/0584-30		

I voltmetri in c.a. sono equipaggiati internamente di raddrizzatore a ponte

Determinazione dei cicli di lavoro del 555

Come porre fine alla confusione creata dai fogli di dati contrastanti

Il ciclo di lavoro di un temporizzatore 555, quando viene fatto funzionare nel modo astabile, viene calcolato in modo diverso dalle case costruttrici. Ad esempio, per il circuito rappresentato nella *fig. 1*, la Texas Instruments dichiara che il ciclo di lavoro si ricava dalla formula $R_B/(R_A+R_B)$, mentre la Signetics e la Fairchild sostengono che tale ciclo è pari a $R_B/(R_A+2R_B)$. L'espressione esatta per calcolare il ciclo di lavoro in questione è invece la seguente: $(R_A+R_B)/(R_A+2R_B)$.

La *fig. 2*, la *fig. 3* e la *fig. 4* provano la validità di questa espressione e l'inesattezza delle prime due; esse mostrano le forme d'onda che appaiono sui piedini (PIN) 6 e 3 del circuito rappresentato nella *fig. 1* per tre differenti combinazioni dei valori di R_A e di R_B. Gli assi orizzontali dei diagrammi riportati in tali figure sono in funzione delle unità di tempo, le quali sono proporzionali alla resistenza.

Per le forme d'onda della *fig. 2*, il resistore R_A è da 1 kΩ e il resistore R_B da 100 kΩ. Secondo la formula della Texas Instruments, il ciclo di lavoro è pari a 100/101, ossia del 99%: un valore assurdo; secondo la Signetics e la Fairchild invece è uguale a 100/201, ossia del 49,8%, ma il ciclo di lavoro di un 555 funzionante nel modo astabile deve essere superiore al 50%, perciò tale valore è anch'esso errato. Usando la giusta espressione, si ottiene un ciclo di lavoro del 50,25%, che risulta quindi esatto.

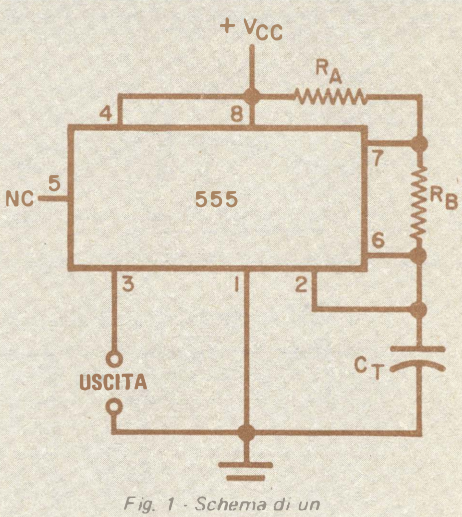


Fig. 1 - Schema di un multivibratore astabile con 555.

Per il caso della *fig. 3*, il resistore R_A è da 100 kΩ e il resistore R_B è da 1 kΩ. Secondo l'equazione della Texas Instruments si ottiene un ciclo di lavoro di 1/101, ossia dell'1% circa, e in base alla formula della Signetics e della Fairchild un ciclo di 1/102, ossia dell'1% circa, valori questi chia-

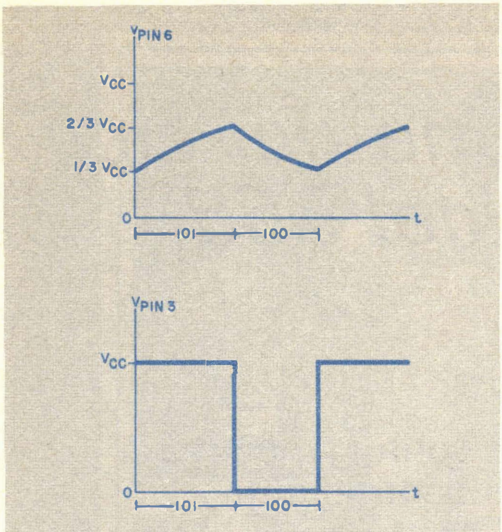


Fig. 2 - *Forme d'onda sui piedini 6 e 3 per R_A = 1 kΩ e R_B = 100 kΩ.*

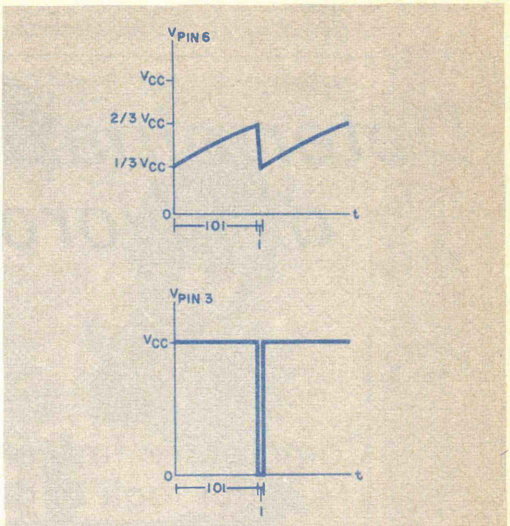


Fig. 3 - *Forme d'onda sui piedini 6 e 3 per R_A = 100 kΩ e R_B = 1 kΩ.*

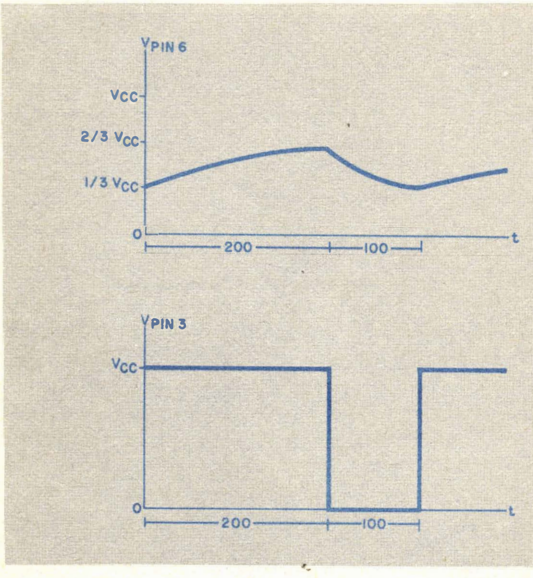


Fig. 4 - *Forme d'onda sui piedini 6 e 3 per R_A e R_B = 100 kΩ.*

ramente errati. Il ciclo di lavoro esatto, calcolato con la giusta espressione, è pari a 101/102, ossia del 99%.

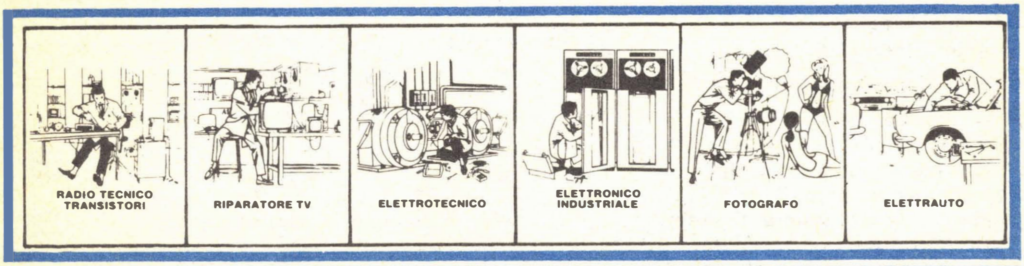
Per la *fig. 4*, R_A e R_B hanno entrambi il valore di 100 kΩ. Quindi per la Texas Instruments il ciclo di lavoro è di 100/200, ossia del 50%, mentre per la Signetics e la Fairchild è di 100/300, ossia del 33%. Anche in questo caso, entrambi i valori sono sbagliati, ed il ciclo di lavoro calcolato con l'espressione giusta è pari a 200/300, ossia del 67%.

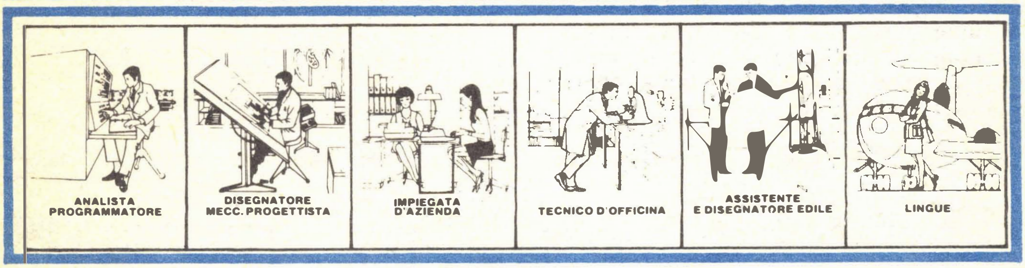
Usando questa semplice formula si potrà prevedere con precisione il ciclo di lavoro di un multivibratore astabile impiegante un 555 o progettare il circuito comunemente usato per produrre uno specifico ciclo di lavoro. ★

TRA 6 MESI

(O ANCHE MENO)

POTRAI ESSERE UNO DI LORO





TRA 6 MESI

Ti pare impossibile? E invece è possibilissimo. Vedi, noi abbiamo preparato dei corsi per corrispondenza che insegnano l'essenziale. Non tanta teoria, tante parole che, in fin dei conti, finiscono per confondere. Noi ti insegnamo veramente ciò che serve. Ed è quanto interessa alle aziende: che tu sappia lavorare, che tu sia un tecnico, un professionista.

PUOI DIVENTARE UN TECNICO

con i corsi di Specializzazione Tecnica (vedi l'elenco completo sul retro). I corsi partono da zero (non occorre alcuna preparazione specifica di base) e, lezione per lezione, ti rendono padrone della materia. Sono corsi dove lo studio è soprattutto pratico. Con le lezioni, la Scuola ti invia infatti i materiali per realizzare strumenti e apparecchi che restano di tua proprietà.

PUOI DIVENTARE "QUALCUNO"

con i corsi di Qualificazione Professionale. Si tratta di corsi più semplici, ma che, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano le lezioni, ti danno una valida preparazione, consentendoti di trovare un lavoro interessante e ben retribuito. Addirittura ti permettono di metterti in proprio.

CON LA SCUOLA RADIO ELETTRA SEI LIBERO!

Certo. Con la Scuola Radio Elettra sei libero di scegliere, libero di continuare il corso o di fermarti.
Paghi al ricevimento di ogni lezione che tu hai richiesto. E sei tu a decidere quando le lezioni devono esserti inviate.
E non sei obbligato ad impegnarti per tutto il corso.
Ogni lezione costa mediamente poche migliaia di lire: una spesa veramente insignificante se pensi che c'è di mezzo il tuo avvenire.

Ecco alcuni dei corsi organizzati dalla SCUOLA RADIO ELETTRA.

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

Radio Stereo a Transistori - Televisione Bianco-Nero e Colori - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - Hi-Fi Stereo - Fotografia - Elettrauto.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

Programmazione ed elaborazione dei dati - Disegnatore Meccanico Progettista - Esperto Commerciale - Impiegata d'Azienda - Tecnico d'Officina - Motorista Autoriparatore - Assistente e Disegnatore Edile e i modernissimi corsi di Lingue.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

Sperimentatore Elettronico.

CORSO TV COLORI!

Il corso TV comprende una parte di approfonditi studi sulla televisione a colori. Il corso ti svela le tecniche di questa recente e importante conquista dell'elettronica. La TV a colori è ancora un mistero per quasi tutti; quei pochi tecnici che ne conosceranno i segreti, saranno pagati a peso d'oro! Senza contare che, durante il corso, costruirai un modernissimo televisore che resterà di tua proprietà.

IMPORTANTE

Al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra ti rilascia un attestato che dimostra gli studi da te seguiti.

COI TEMPI CHE CORRONO...

...anche se oggi hai già un lavoro, non ti sentiresti più sicuro se fossi un tecnico specializzato? Sì, vero? E allora non perdere più tempo! Chiedici informazioni senza impegno.

Compila, ritaglia e spedisci questa cartolina. Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua una splendida, dettagliata documentazione a colori sul corso scelto.

Scrivi indicando il tuo nome, cognome, indirizzo e il corso che ti interessa. Ti risponderemo personalmente.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/633
10126 Torino

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

MITTENTE:

NOME

COGNOME

PROFESSIONE ETÀ

VIA N.

CITTÀ

COD. POST. PROV.

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐ PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

633

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

Il "SURFER"

Un dispositivo psico-acustico che simula il suono della risacca, della pioggia o il rumore bianco.



Come è noto, alcuni suoni naturali aiutano a rilassarsi, a studiare e a concentrarsi; i piú noti sono il rumore della risacca, della pioggia e il rumore bianco, cioè quello che si ode avvicinando all'orecchio una conchiglia o un bicchiere. Il "Surfer" è un semplice dispositivo elettronico che, al comando di un commutatore, può generare questi tre piacevoli e rilassanti suoni; si può usare per creare un'atmosfera adatta a conciliare il sonno o lo studio, portando il commutatore selettore nella giusta posizione sonora.

Il circuito - Nella *fig. 1*, il transistore Q1 serve come generatore di rumore bianco, in quanto viene fatto funzionare nel modo di rottura con polarizzazione inversa. Il segnale di rumore bianco viene prodotto ai capi di R2 e amplificato da Q2, la cui attenuazione alle frequenze alte è determinata da C3, e da C5 quando S1 è nella posizione "Risacca". Quando S1 si trova in questa posizione, Q3 ha due entrate: una è il segnale di rumore bianco proveniente da Q2 e l'altra è rappresentata dall'intensità della luce prodotta da

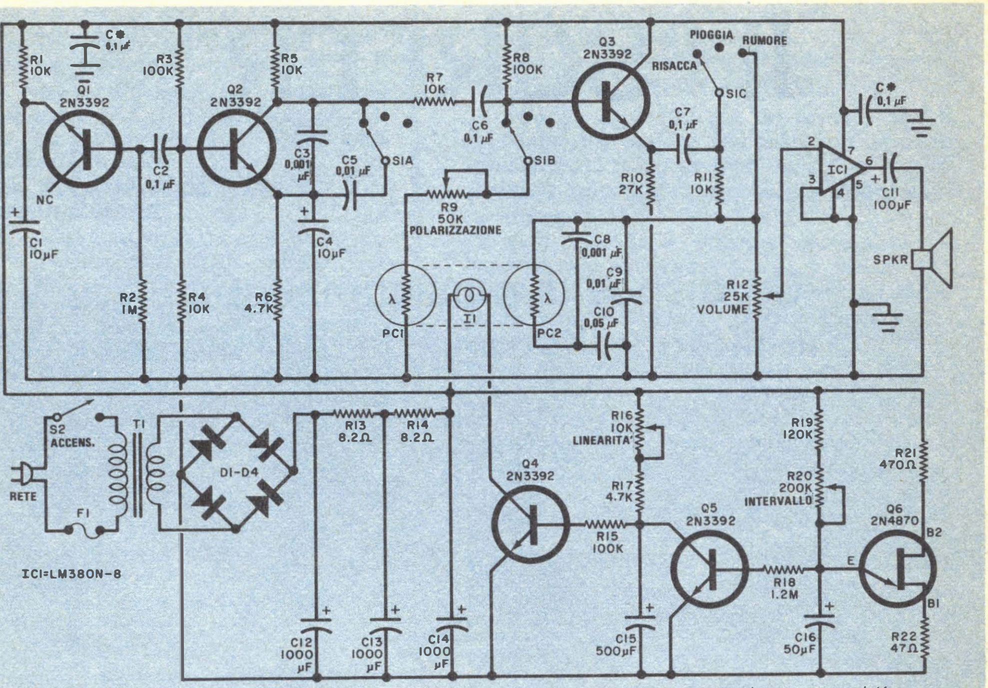


Fig. 1 - Il rumore bianco generato da Q1 viene modulato in ampiezza per produrre suoni differenti.

MATERIALE OCCORRENTE

C1-C4 = condensatori elettrolitici da 10 µF - 25 V
C2-C6-C7 = condensatori a disco da 0,1 µF
C3-C8 = condensatori a disco da 0,001 µF
C5-C9 = condensatori a disco da 0,01 µF
C10 = condensatore a disco da 0,05 µF
C11 = condensatore elettrolitico da 100 µF - 25 V
C12-C13-C14 = condensatori elettrolitici da 1.000 µF - 25 V
C15 = condensatore elettrolitico da 500 µF - 25 V
C16 = condensatore elettrolitico da 50 µF - 25 V
C = condensatori da 0,1 µF (ved. testo)*
D1 ÷ D4 = diodi raddrizzatori 1N4001
F1 = fusibile da 0,25 A con relativo portafusibile
I1 = lampadina da 10 V - 14 mA con fili terminali
IC1 = amplificatore audio National LM380CN o simile
PC1-PC2 = fotoresistori con resistenza da 5 MΩ al buio e da 15 kΩ se illuminati
Q1 ÷ Q5 = transistori 2N3392
Q6 = transistore a unigiunzione 2N4870
R1-R4-R5-R7-R11 = resistori da 10 kΩ - 1/4 W, 10%
R2 = resistore da 1 MΩ - 1/4 W, 10%
R3-R8-R15 = resistori da 100 kΩ - 1/4 W, 10%
R6-R17 = resistori da 4,7 kΩ - 1/4 W, 10%
R10 = resistore da 27 kΩ - 1/4 W, 10%
R13-R14 = resistori da 8,2 Ω - 1/4 W, 10%
R18 = resistore da 1,2 MΩ - 1/4 W, 10%
R19 = resistore da 120 kΩ - 1/4 W, 10%
R21 = resistore da 470 Ω - 1/4 W, 10%
R22 = resistore da 47 Ω - 1/4 W, 10%
R9 = potenziometro semifisso da 50 kΩ
R12 = potenziometro logaritmico da 25 kΩ
R16 = potenziometro semifisso da 10 kΩ
R20 = potenziometro lineare da 200 kΩ
S1 = commutatore a slitta o rotante esente da cortocircuiti a 3 vie e 3 posizioni
S2 = interruttore semplice
SPKR = altoparlante da 8 Ω o da 16 Ω (ved. testo)
T1 = trasformatore da 12,6 V - 300 mA

Scatola metallica, cordone di rete, materiali per costruire lo schermo contro la luce (ved. testo), gommino passacavo, distanziatori, filo per collegamenti, stagno, minuterie di montaggio e varie.

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla ditta SVETI-MAR - via L. Bellardi 126 10146 Torino

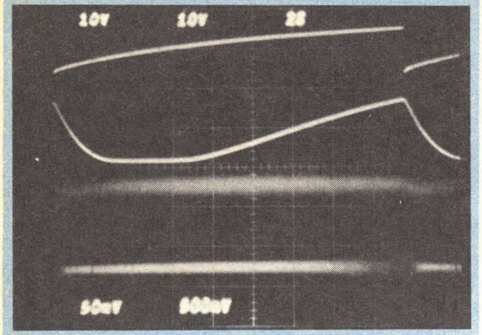


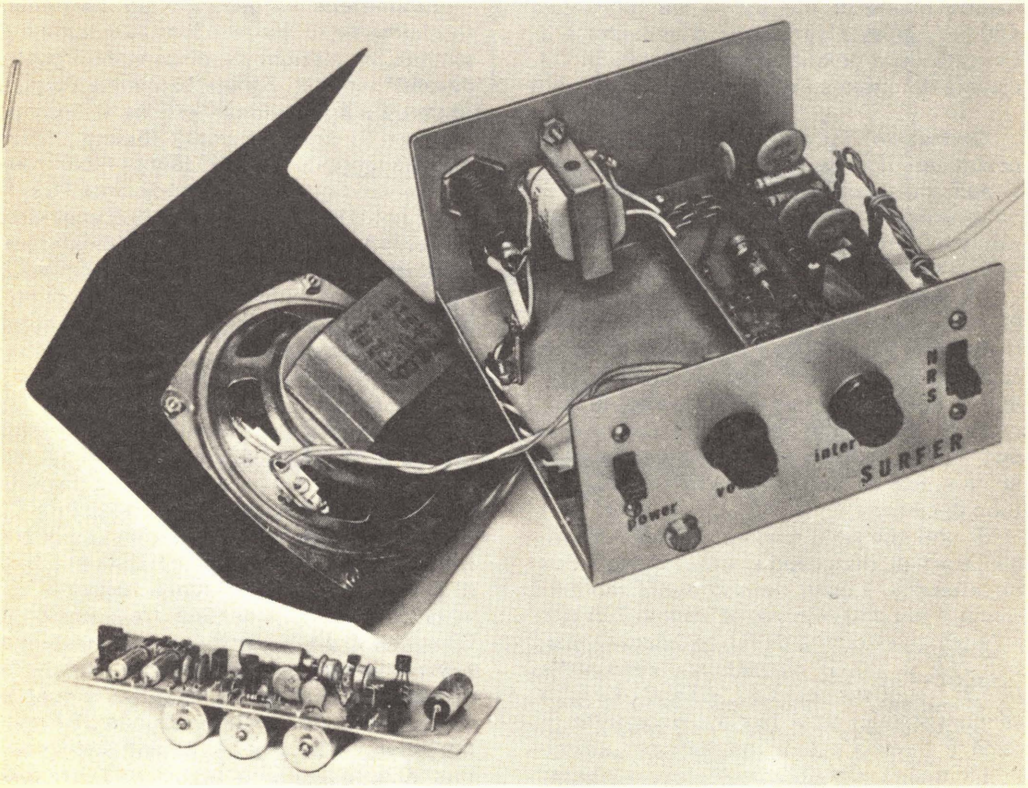
Fig. 2 - Tipiche forme d'onda del circuito.

I1 e che colpisce la fotocellula PC1. Con il variare dell'intensità luminosa di I1, la polarizzazione di Q3 viene spostata, e ciò modula in ampiezza il segnale di rumore bianco; il potenziometro R9 può essere regolato per evitare che tale rumore possa essere interrotto.

Quando S1 viene disposto nella posizione "Pioggia", PC1 viene esclusa dal circuito d'entrata di Q3, facendo funzionare quest'ultimo come uno stadio convenzionale ripetitore d'emettitore. Il rumore bianco presente sull'emettitore di Q3 viene trasferito per l'amplificazione su IC1 attraverso R11 e il controllo di volume R12. Il circuito e il suo funzionamento non cambiano quando S1 viene disposto in posizione "Rumore", ad eccezione del fatto che il resistore limitatore R11 viene escluso.

La fotocellula PC2, anch'essa illuminata da I1, e i condensatori C8, C9 e C10 for-

Il circuito stampato va montato su distanziatori entro la scatola metallica, mentre T1, il portafusibile e il cordone di rete si installano sul pannello posteriore.



mano un circuito di controllo non lineare a taglio alto, la cui attenuazione alle frequenze alte è proporzionale all'intensità della luce che illumina PC2.

Il periodo dell'oscillatore a rilassamento Q6 è determinato dal valore di C16 e da quello del potenziometro R20. L'intervallo controllato da R20 può essere regolato tra 7 s e 35 s. La forma d'onda presente sull'emettitore di Q6 viene direttamente trasferita all'amplificatore separatore Q5, il cui circuito d'uscita C15-R16-R17 linearizza il segnale prima che sia applicato al pilota della lampadina Q4.

Tipiche forme d'onda del circuito sono rappresentate nella *fig. 2*; quella superiore è presente sull'emettitore di Q6 quando R20 è disposto per un periodo di 17 s, mentre quella vicina rappresenta la tensione sul collettore di Q4 dopo la sagomatura della forma d'onda effettuata dallo stadio separatore Q5. L'inverso di questa forma d'onda è la tensione ai capi di I1. La terza e la quarta traccia illustrano rispettivamente le uscite della sorgente di rumore bianco Q1 e di IC1. Si noti che l'uscita di Q1 è di 10 mV costanti, mentre quella di IC1 oscilla tra 100 mV e 400 mV. Questa variazione d'ampiezza è il risultato della polarizzazione variabile di Q3 causata dal sistema I1-PC1.

Costruzione - La disposizione delle parti costituenti il circuito non è critica; quindi si può adottare qualsiasi tecnica costruttiva. Se si vuole usare un circuito stampato, si può ricavarne il disegno dalla *fig. 3*, su cui è pure visibile la disposizione dei componenti.

La lampadina I1 e le fotocellule PC1 e PC2 devono essere sistemate vicine e schermate dalla luce esterna. Si monti I1 verticalmente con PC1 e PC2 ai lati, in modo che le due fotocellule ricevano un'uguale illuminazione. Dopo aver regolato il circuito, si può realizzare uno schermo per escludere la luce esterna con un nastro opaco o un tubo di cartone.

Si noti che sullo schema vi sono due condensatori di disaccoppiamento indicati con un asterisco, i quali devono essere montati vicino il piú possibile uno al piedino 7 di IC1 e l'altro all'estremità di R1 collegata al positivo. Se si usa il circuito stampato della *fig. 3*, i condensatori C12, C13, C14 e C15 vanno sistemati sulla facciata delle piste di rame e devono essere installati per ultimi.

La qualità dell'altoparlante che si intende impiegare è determinante ai fini delle prestazioni del dispositivo. La massima potenza d'uscita di IC1 è di circa 0,5 W su un carico di 8 Ω, quindi non si usi un altoparlante da 4 Ω perché potrebbe danneggiare l'integrato. Si scelga invece un altoparlante da 10 cm o da 15 cm, ad alta flessibilità e ad alta fedeltà, con impedenza di 8 Ω o di 16 Ω.

Facendo funzionare Q1 nel modo descritto, questo transistore è in grado di rivelare la RF. Perciò il circuito deve essere racchiuso in una scatola metallica e la linea comune del circuito stampato deve essere collegata ad essa elettricamente. Il circuito stampato si monta nell'interno della scatola con distanziatori e viti; l'interruttore generale S2, il controllo di volume R12, il controllo di intervallo R20 e il commutatore selettore S1 vanno sistemati invece sul pannello frontale, mentre il trasformatore T1 e il portafusibile per F1 possono trovare posto sul pannello posteriore della scatola. Attraverso un foro praticato su tale pannello e guarnito con un gommino passacavo si deve far passare il cordone di rete.

Regolazione ed uso - Per far funzionare regolarmente il "Surfer" sono necessarie due semplici regolazioni. Si dispongano i potenziometri semifissi R9 e R16 a metà corsa, si disponga il controllo del volume al massimo e si porti S1 nella posizione "Risacca". Quindi si dia tensione e si predisponga il controllo di intervallo per un periodo di circa 25 s. Si regoli poi R16 in modo che I1 si spenga circa un secondo prima della fine del ciclo, si attenda che passino parecchi cicli e, se necessario, si regoli di nuovo R16. A questo punto, si può installare lo schermo sopra il complesso lampadina-fotocellule.

Si porti infine il controllo di volume a metà corsa e si regoli il potenziometro semifisso R9 fino a che il suono risulta appena udibile all'inizio del ciclo.

In funzionamento, quando S1 è disposto in posizione "Risacca", il condensatore C5 produce la massima attenuazione delle frequenze alte e PC1 risulta collegata alla base di Q3: ciò produce un suono ruggente, che varia di intensità e di tono. Nella posizione "Pioggia" di S1, avviene la massima attenuazione delle frequenze alte senza modulazione d'ampiezza, il che crea un soffio di volume costante di tono variabile. Quando S1 è nella posizione "Rumore", R11 viene cortocircuitato e il controllo di tono perde efficacia.

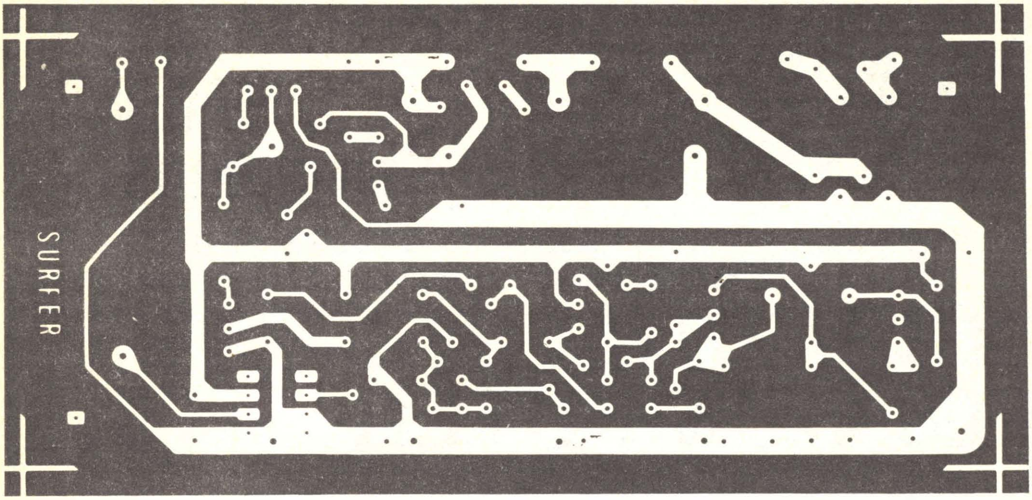
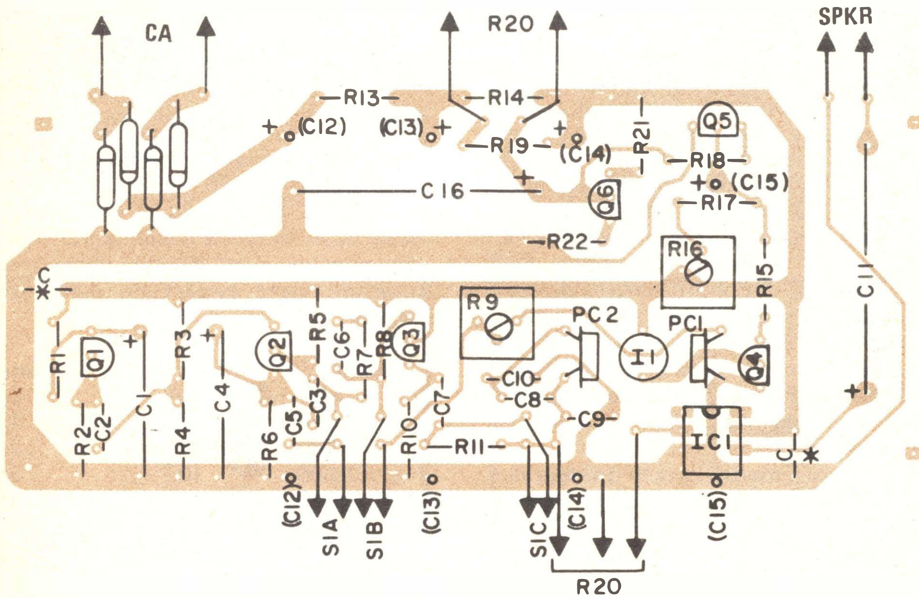


Fig. 3 - Disegno del circuito stampato in grandezza naturale e disposizione dei componenti. I condensatori C12, C13, C14 e C15 si montano sul lato delle piste di rame.



In generale, un lungo intervallo è migliore per la funzione "Risacca", mentre per la posizione "Pioggia" è meglio un intervallo breve.

Il "Surfer" non è previsto per essere usato come generatore di effetti sonori ascoltati consciamente, bensí è ideale per creare un sottofondo sonoro che non distrae. I migliori effetti si ottengono quando il dispositivo è posto a circa 2 m o piú dall'ascoltatore, con il volume regolato in modo che il suono sia appena udibile. ★

CIRCUITI DI COMPUTER ANALOGICI

parte seconda

Nella prima parte di questo articolo si sono esaminati i modi di usare resistori per sommare e moltiplicare. Inoltre si è visto come si possono utilizzare amplificatori operazionali per moltiplicare, dividere, fare la media e sottrarre. Anche se un amplificatore operazionale e pochi resistori possono moltiplicare e dividere, è necessaria la regolazione almeno di un potenziometro. Si è notato, tuttavia, che molti circuiti di computer analogici rispondono a tensioni d'entrata anziché a potenziometri regolati manualmente. I circuiti sommatori, mediatori e sottrattori con amplificatori operazionali descritti nella prima parte dell'articolo hanno questa abilità.

Un modo per moltiplicare o dividere due tensioni consiste nel convertirle nei loro logaritmi. La moltiplicazione viene effettuata sommando i due logaritmi con un amplificatore sommatore e la divisione sottraendo il logaritmo del divisore dal logaritmo del dividendo mediante un amplificatore di differenza. L'antilogaritmo del risultato è, a seconda dei casi, il prodotto o il quoziente.

Ora che i calcolatori tascabili hanno sostituito il regolo calcolatore, i logaritmi non vengono piú usati tanto spesso come una volta. Perciò, prima di procedere, rivediamo un po' la teoria ad essi relativa.

I logaritmi - Qualsiasi numero decimale può essere espresso come potenza del dieci. Ad esempio, 1.000 è = 10^3 e 736 è = = $10^{2,8669}$. In entrambi i casi, l'esponente della base 10 viene denominato logaritmo del numero. Un aspetto importante dei logaritmi viene evidenziato dalla seguente tabella:

Numero	Potenza del 10	Logaritmo
1	10^0	0
10	10^1	1
100	10^2	2
1.000	10^3	3
10.000	10^4	4
100.000	10^5	5
1.000.000	10^6	6

Come si può rilevare, una vastissima gamma di numeri decimali occupa una ridottissima gamma di logaritmi. La compressione che ne risulta permette di accelerare l'elaborazione di grandissime variazioni numeriche.

Come si è notato, due numeri si possono moltiplicare sommando i loro logaritmi o dividere sottraendo i loro logaritmi: su questo

principio funziona il regolo calcolatore. E' anche possibile sommare e sottrarre numeri usando righe normali, procedendo nel modo seguente: si pone una riga sopra l'altra e si allinea lo 0 della riga superiore con uno dei numeri da sommare letto sulla riga inferiore. Si legge poi il secondo numero da sommare sulla riga superiore: il numero che si trova in corrispondenza di questo sulla riga inferiore è il risultato della somma.

Le righe però hanno una scala lineare e le divisioni sono uniformemente spaziate; il regolo calcolatore, invece, ha una scala logaritmica, cioè compressa. Quando si moltiplicano due numeri con un regolo calcolatore, in realtà si sommano i loro logaritmi.

Rivediamo la tabella e moltiplichiamo 1.000 per 100 per vedere come funziona questo sistema. Il logaritmo di 1.000 è 3 e il logaritmo di 100 è 2; sommando questi due valori, cioè 3 + 2, si trova il logaritmo di 1.000 x 100 che è appunto 5. Dalla tabella si vede infatti che 5 è il logaritmo di 100.000 (cioè di 1.000 x 100) e che 100.000 è l'antilogaritmo di 5. Si provi a dividere alcuni numeri della tabella sottraendo il logaritmo del divisore dal logaritmo del dividendo e trovando l'antilogaritmo della differenza per ottenere il quoziente.

Prima dell'avvento dei calcolatori tascabili, l'uso dei logaritmi era un procedimento normale per moltiplicare e dividere numeri grandissimi o piccolissimi. I logaritmi sono anche comodi per estrarre radici. La radice cubica di 27, ad esempio, si trova dividendo il logaritmo di 27 per 3 e cercando l'antilogaritmo del risultato (il logaritmo di 27 è 1,4314, il quale diviso per 3 dà come risultato 0,4771; l'antilogaritmo di 0,4771 è 3, quindi la radice cubica di 27 è uguale a 3).

I numeri di qualsiasi sistema numerico si possono esprimere come logaritmi, perciò volendo si possono trovare i logaritmi della sequenza binaria 1, 10, 100 1.000,... 10.000.000.

L'amplificatore logaritmico - La caduta di tensione ai capi di un diodo è in relazione logaritmica con la corrente che lo attraversa. Ciò rende possibile la conversione di una tensione nel suo logaritmo.

Praticamente, la conversione logaritmica si ottiene meglio usando, invece di un diodo, un transistore collegato nella configurazione comune o con base a massa. Nella *fig. 1* si vede come deve essere collegato un transistore al posto del resistore di controreazione di un amplificatore operazionale per ottenere ciò che viene denominato un amplificatore logaritmico transdiodo. Anche se il circuito è un amplificatore, per evitare confusione si può considerarlo un generatore logaritmico.

Non tutti i transistori presentano proprietà logaritmiche su una gamma tanto vasta come potrebbe essere necessario; molti

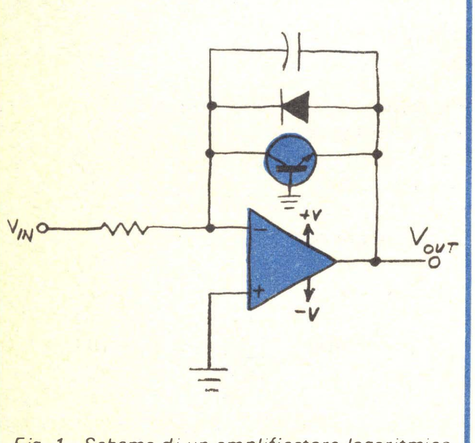


Fig. 1 - Schema di un amplificatore logaritmico basilare.

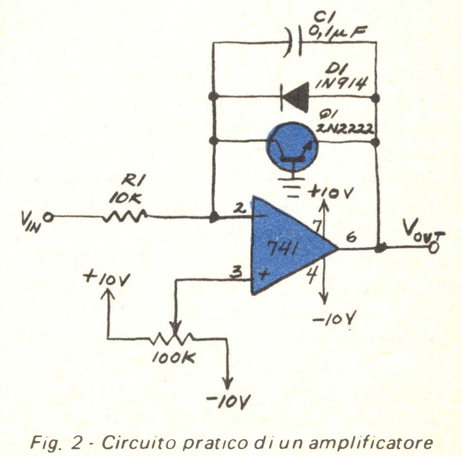


Fig. 2 - Circuito pratico di un amplificatore logaritmico.

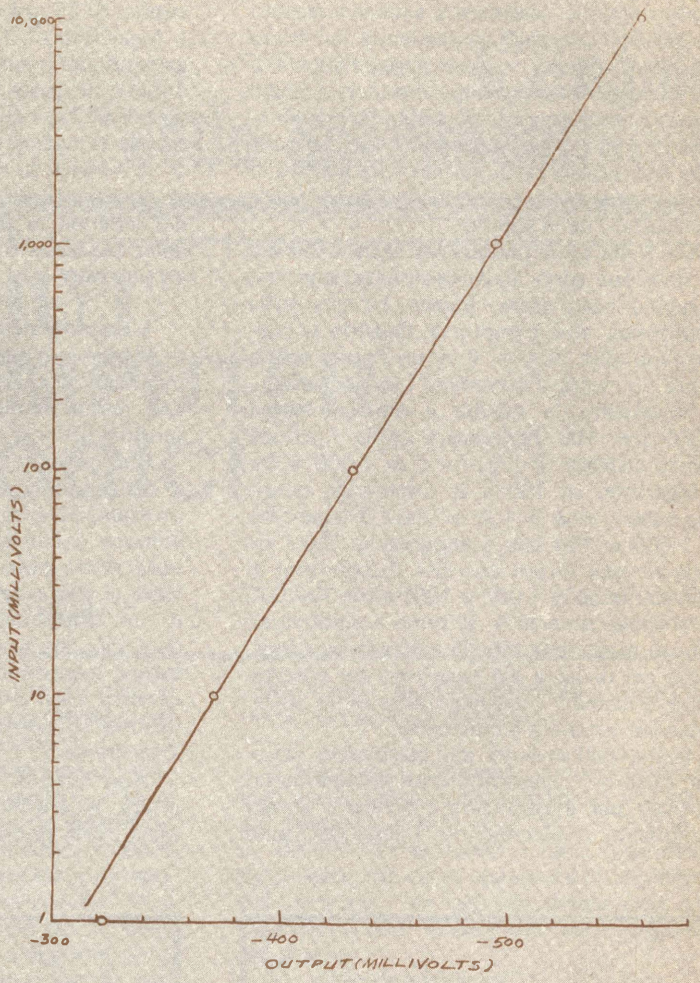


Fig. 3 - Funzionamento di un amplificatore logaritmico tracciato con un grafico semilogaritmico.

tuttavia si prestano a simili impieghi, come il tipo 2N2222, facilmente reperibile.

Si può montare sperimentalmente un amplificatore logaritmico con l'aiuto di un 741 o di qualsiasi altro amplificatore operazionale compensato in frequenza. La *fig. 2* mostra i particolari di una versione pratica del circuito della *fig. 1*; in tale schema il condensatore C1 non partecipa al procedimento di conversione logaritmica, bensí riduce il guadagno CA dell'amplificatore operazionale e concorre ad eliminare le oscillazioni ad alta frequenza che altrimenti potrebbero verificarsi. Il diodo D1 protegge il transistore da un'eccessiva polarizzazione inversa base-emettitore, proveniente dall'uscita dell'amplificatore operazionale.

I risultati che si sono ottenuti con una versione sperimentale del circuito della *fig. 2* sono i seguenti:

Entrata (mV)	**Uscita** (mV)
1	-322
10	-371
100	-432
1.000	-494
10.000	-557

In tutti i casi, la tensione d'uscita era invertita (negativa), ma questo non ha importanza perché si può ignorare la polarità oppure, volendo, la si può cambiare con un

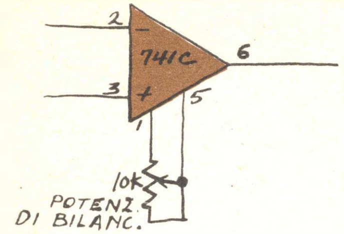


Fig. 4 - Aggiunta di un potenziometro di bilanciamento ad un amplificatore logaritmico.

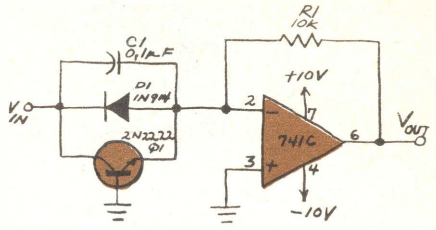


Fig. 5 - Schema di amplificatore antilogaritmico.

separatore invertitore.

Nella *fig. 3* sono riportati i dati della tabella, tracciati in un grafico semilogaritmico; questo viene chiamato semilogaritmico perché un asse è lineare (quello della tensione d'uscita) mentre l'altro è logaritmico (quello della tensione d'entrata). Segnando i dati su un grafico semilogaritmico, si ottiene una linea retta; si rileva cosí che l'amplificatore logaritmico è ragionevolmente preciso nella sua specifica gamma.

Dopo aver visto come funziona un vero amplificatore logaritmico, consideriamo alcune sue caratteristiche. Innanzitutto, si noti la ridottissima gamma della tensione d'uscita (poche centinaia di millivolt) che deriva dalla forte escursione della tensione di entrata (10.000 mV). Questa caratteristica degli amplificatori logaritmici è ideale per comprimere escursioni di tensione molto ampie in forma piú maneggevole.

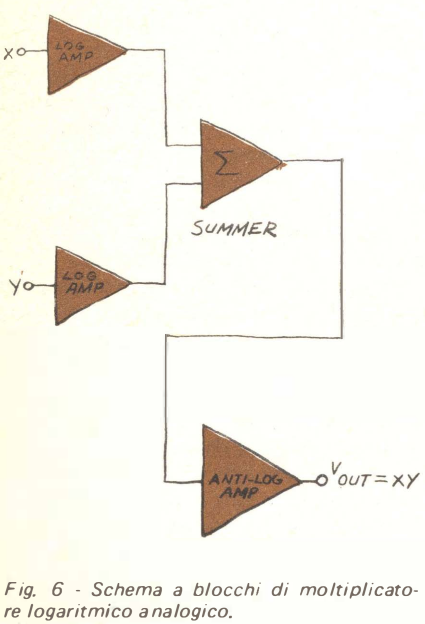


Fig. 6 - Schema a blocchi di moltiplicatore logaritmico analogico.

Una seconda caratteristica dell'amplificatore logaritmico è che la funzione di trasferimento non è –Vout = log Vin, bensí approssimativamente –Vout = 0,06 log Vin + K, in cui K è una costante. Per l'amplificatore preso in esame, K è = 0,495, ma per un altro amplificatore potrebbe essere leggermente differente. Comunque si può usare un calcolatore programmabile per stabilire l'esatta funzione di trasferimento.

Una terza caratteristica dell'amplificatore logaritmico è la sua sensibilità alla temperatura, fattore questo negativo in quanto la corrente che scorre attraverso il 2N2222 causa un certo riscaldamento, che può alterare la precisione del circuito. L'errore che ne deriva può essere sostanziale, cioè di una percentuale molto alta.

Un'altra caratteristica dell'amplificatore è che la sua tensione di sbilanciamento d'entrata può causare un sostanziale ma prevedibile errore quando la tensione di entrata è piccola. Questo problema può essere superato collegando al 741 un potenziometro da 10 kΩ, come si vede nella *fig. 4*; in questo caso il piedino 2 del 741 viene temporaneamente cortocircuitato a massa e il potenziometro di bilanciamento viene regolato fino a che Vout è esattamente pari a zero volt.

L'amplificatore antilogaritmico - I circuiti di calcolo analogico che impiegano amplificatori logaritmici richiedono uno o piú amplificatori antilogaritmici per riconvertire i risultati in forma lineare. Gli amplificatori analogici si possono anche usare per espandere strette gamme di tensioni d'en

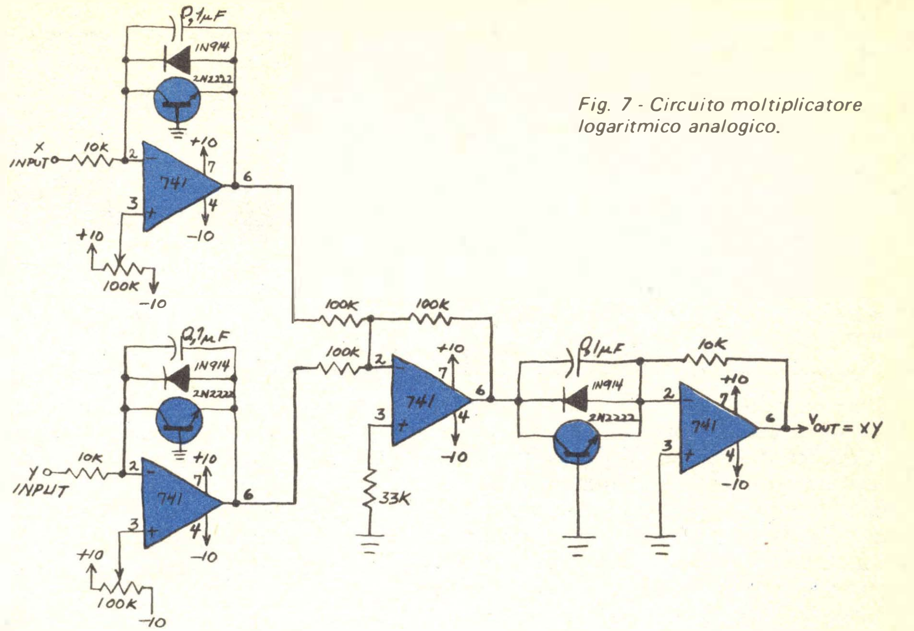


Fig. 7 - Circuito moltiplicatore logaritmico analogico.

trata in gamme molto piú vaste e quindi sotto una forma molto piú facilmente risolvibile.

Se la funzione di trasferimento di un amplificatore logaritmico ideale è Vout = = log Vin, la funzione di trasferimento di un amplificatore antilogaritmico ideale sarà Vout = 10^{Vin}. In un circuito pratico, tuttavia, la funzione di trasferimento è l'inverso di quella dell'amplificatore logaritmico. Le differenze tra la funzione di trasferimento ideale e quella pratica sono quindi compensate.

La *fig. 5* mostra il circuito di un amplificatore antilogaritmico funzionante che si può facilmente costruire. Un interessante esperimento consiste nel collegare l'entrata dell'amplificatore antilogaritmico all'uscita dell'amplificatore logaritmico della *fig. 2.* Se entrambi gli amplificatori sono perfettamente precisi, la funzione di trasferimento per la combinazione dei due sarà: Vout = Vin.

Di seguito sono elencati i risultati che si sono ottenuti con una combinazione logaritmica-antilogaritmica senza alcuna regolazione di calibratura:

Vin (mV)	**Vout** (mV)
1	1
10	-6
100	-111
1.000	-1.205
10.000	-11.490

Come si può vedere, l'errore è abbastanza alto. La calibratura di entrambi gli amplificatori, usando i metodi descritti, porterà invece a risultati sensibilmente migliori.

Il moltiplicatore analogico - Dopo aver costruito amplificatori logaritmici, antilogaritmici e sommatori, si può realizzare un moltiplicatore analogico. Lo schema a blocchi di un simile dispositivo è riportato nella *fig. 6* e il circuito completo nella *fig. 7.*

L'errore massimo di tale moltiplicatore supera facilmente il 10%; nel tentativo di migliorare questo valore per alcune decadi di tensioni in entrata si adottino accurate procedure di calibratura e si tenti di mantenere tutti i transistori di controreazione alla stessa temperatura, incollandoli insieme, ad esempio, con collante resinoso.

Si può convertire il moltiplicatore in un divisore analogico sostituendo semplicemente l'amplificatore di somma (Summer) con un amplificatore di differenza. Per i particolari di tale modifica si veda la prima parte dell'articolo, pubblicato sul numero dello scorso mese di Febbraio.

Moltiplicatori con un solo circuito integrato - Attualmente sono disponibili in commercio parecchi IC moltiplicatori che, sullo stesso strato di silicio, comprendono tutti gli amplificatori e i transistori necessari e che sono molto piú facili da usare nonché piú

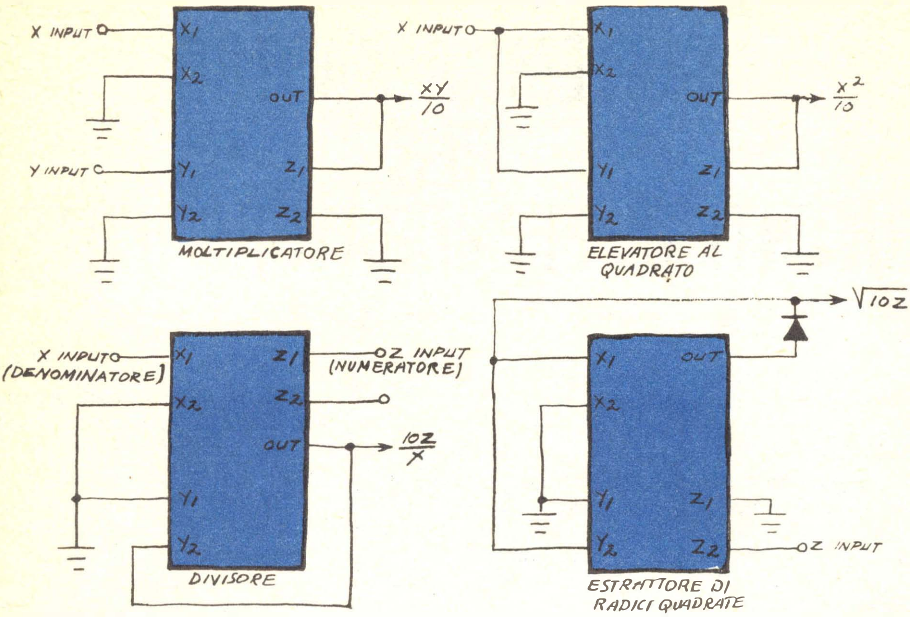


Fig. 8 - Applicazioni del moltiplicatore AD534.

precisi perché tutti gli elementi circuitali nel circuito integrato si trovano alla stessa temperatura. Uno di questi moltiplicatori è il MC1595 della Motorola.

Questi dispositivi, racchiusi in un solo circuito integrato, richiedono molti resistori esterni di calibratura; recentemente però la Raytheon e la Analog Devices hanno progettato nuovi tipi di moltiplicatori condensati in un solo circuito integrato, in cui sono pure incorporati accessori di correzione dell'errore. Il circuito integrato della Raytheon è il 4200 e quello della Analog Devices è il tipo AD534.

Il modello 4200 costa molto meno del tipo AD534, ma quest'ultimo è di gran lunga superiore al primo e a qualsiasi altro tipo di moltiplicatore, perché comprende dodici resistori di calibratura che sono stati regolati in sede di lavorazione ad un alto grado di precisione mediante un laser ad impulsi. Tale laser asporta pezzettini di resistori a pellicola sottile che erano stati depositati direttamente sulla superficie di silicio fino a che non si raggiunge una determinata precisione.

Il tipo AD534 viene considerato per ora come il migliore tra i computer analogici ad un solo circuito integrato. Una prova di ciò è rappresentata dalla *fig. 8*; tutti i circuiti riportati risultano completi e non necessitano di resistori di calibratura.

Un esempio dei risultati ottenuti con un AD534, collegato come moltiplicatore e come estrattore di radici quadrate, è il seguente:

X	X^2	AD534	$\sqrt{10X}$	AD534
1	1	0,95	3,16	3,09
2	4	4,08	4,47	4,51
3	9	9,20	5,48	5,52
4	16	16,24	6,32	6,36
5	25	24,40	7,07	7,11
6	36	35,20	7,75	7,72
7	49	48,20	8,37	8,42
8	64	63,20	8,94	8,90
9	81	79,80	9,49	9,50
10	100	98,70	10,00	10,05

Come si vede, l'amplificatore logaritmico AD534 è eccezionalmente preciso. ★

SISTEMI A NASTRO PER UTENTI DI ELABORATORE (CUTS)

La mancanza di normalizzazioni è il male che affligge numerose industrie. Ad esempio, l'esistenza di tre sistemi basilari audio a quattro canali (SQ, QS e CD-4), invece di un unico sistema universale, non ha consentito progressi in questo campo. La medesima situazione sussiste nel settore degli elaboratori per uso amatoriale, nel quale è stato messo a punto un gran numero di metodi per lo scambio di programmi e di dati.

Piuttosto che limitare questa "esplosione di programmi" ad uso degli utenti, un gruppo di ditte costruttrici di elaboratori amatoriali ed alcuni rappresentanti di altre società interessate alla questione si sono radunati tempo fa per esaminare in generale il problema della standardizzazione e per concordare un singolo metodo per registrare i dati. In generale si è riconosciuto che il nastro in cassetta rappresenta il sistema piú conveniente sul quale puntare per la realizzazione di sistemi per l'interscambio di dati fra dilettanti appassionati di elaboratori; questi nastri sono reperibili facilmente e ad un basso prezzo ed i registratori a cassetta sono ampiamente diffusi negli ambienti domestici.

L'impiego di registratori a cassetta di costo ridotto non è stato ritenuto una limitazione seria, fino a che il metodo di registrazione e di riproduzione adottato per lo scambio offriva un margine sufficiente per ovviare ad alcune deficienze intrinseche dei registratori. Le due considerazioni piú comuni fatte in merito agli apparecchi a cassetta di basso costo sono state: la presenza di un circuito automatico per la regolazione del livello, incorporato in alcuni apparecchi, e le variazioni che si manifestano nei valori medi della velocità, che è pari nominalmente a 4,76 cm/s. Si è concluso però che era possibile ovviare ad entrambi gli inconvenienti.

L'altra importante considerazione riguardava il fatto che, con alcuni nastri, è possibile che si verifichino evanescenze (perdita temporanea del segnale) a causa di una distribuzione non uniforme delle particelle di ossido. L'utente dovrebbe stabilire qual è la marca ed il modello migliore di nastro per i propri impieghi. Vi sono anche "cassette per dati", appositamente realizzate dai costruttori di nastri, i cui prezzi non sono eccessivamente elevati rispetto a quelli dei nastri commerciali di migliore qualità.

Metodi per la registrazione di dati su cassetta - I dilettanti appassionati di elaboratori e le ditte costruttrici hanno messo a punto diversi metodi per registrare i dati mediante i registratori audio a cassetta. Tali metodi sono i seguenti: 1) a semplici treni di impulsi; 2) con modulazione a durata di impulso; 3) a variazione di frequenza (FSK), come quella impiegata nelle radiotelescriventi oppure con i modem per la comunicazione su linee foniche; 4) con registrazione ad impulsi a duplice frequenza, come quella adottata nella maggior parte dei sistemi con floppy-disk (dischi flessibili); 5) a codifica di fase, utilizzata dai piú importanti costruttori di elaboratori per i loro sistemi a nastro magnetico che seguono lo standard ANSI.

La maggior parte di questi metodi si basa sulla registrazione dei dati disposti in maniera seriale; in altre parole, i bit vengono incisi uno dopo l'altro. La registrazione seriale richiede che venga effettuata una conversione dalla forma parallela alla forma seriale (e viceversa) quando è usata con un elaboratore. Fortunatamente, la maggior parte degli elaboratori e dei terminali possiede già un canale standardizzato per la comunicazione seriale, il quale serve per effettuare trasmissioni in una forma denominata "non ritorno a zero" (NRZ), illustrata nella *fig. 1-A*.

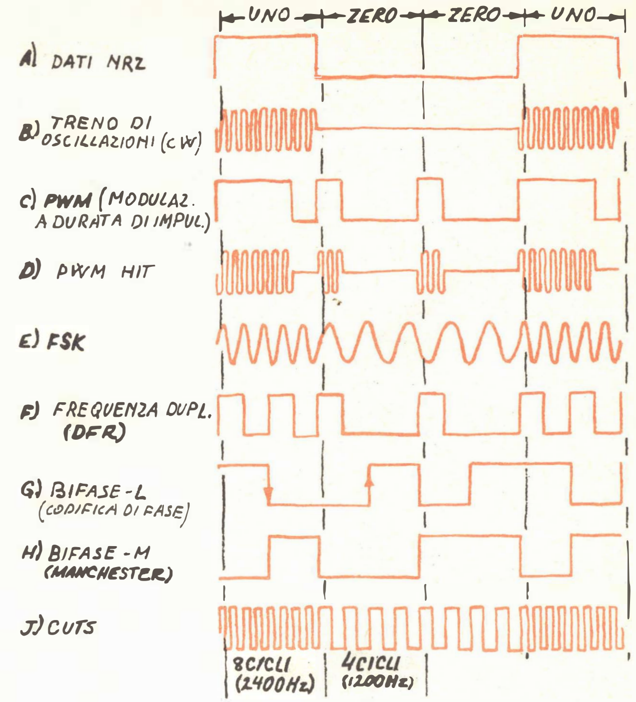


Fig. 1 - Metodi per registrare dati su registratori a cassetta.

La registrazione di *treni di segnali* (denominata anche "tone burst" oppure "cw") può costituire il modo piú semplice per registrare i dati, codificando il dato "1" con la presenza di un treno di segnali ed il dato "0" con l'assenza del treno di segnali, come illustrato nella *fig. 1-B*. Poiché questo sistema rappresenta essenzialmente un metodo a modulazione di ampiezza ed è molto sensibile al rumore, l'affidabilità ne risente con velocità di trasmissione superiori a 150 bit al secondo.

La *modulazione a durata di impulsi* può essere utilizzata nella forma piú pura (*fig. 1-C*), oppure sotto forma di un treno di oscillazioni con durata variabile, come nel sistema HIT (*fig. 1-D*). Entrambi i sistemi sono autosincronizzanti e risultano estremamente indipendenti dalle variazioni di velocità e di ampiezza. Tuttavia, secondo la proposta fatta originariamente con il programma HIT, i dati venivano registrati in maniera sincrona, in modo che ogni parola contenente dati doveva seguire immediatamente la parola precedente, rendendo in tal modo l'impiego del sistema HIT poco pratico per l'uso con terminali indipendenti asincroni, quali ad esempio i terminali video e le telescriventi. Inoltre, la modulazione a durata di impulsi, nella sua forma "pura", è brevettata come metodo di registrazione di dati, e questo fatto può rappresentare un inconveniente da parte delle ditte costruttrici.

Il sistema a *variazione di frequenza* (FSK), illustrato nella *fig. 1-E*, è il metodo piú comunemente adoperato per trasmettere dati su linee telefoniche e collegamenti in ponte radio. Se le interfacce dei registratori a cassetta potessero trasmettere dati attraverso le linee telefoniche come il modem compatibile Bell-103 per FSK, sarebbe una bella comodità. Tuttavia, mentre il metodo FSK è abbastanza insensibile al rumore di tipo MA ed alle variazioni di livello, esso dà luogo a perdita di dati quando si verificano variazioni globali della frequenza superiori al ±5% rispetto al valore nominale. La tolleranza del 5% sulla frequenza, cioè sulla velocità, non risulta sufficiente per effettuare una registrazione affidabile di dati con numerosi registratori a cassette. Inoltre, il metodo FSK è piú costoso da realizzare di molti altri sistemi.

La *registrazione a duplice frequenza*

(DFR), illustrata nella *fig. 1-F*, è spesso usata con memorie a disco ad elevata velocità di trasmissione. Tuttavia, quando viene impiegata con i registratori a cassetta, richiede una larghezza di banda relativamente ampia per ottenere una certa velocità di trasmissione. Questo metodo risulta insensibile alle variazioni di velocità, poiché ciascun bit reca con sé l'informazione circa il sincronismo, ma è insensibile soltanto in misura modesta nei confronti degli inconvenienti creati dal rumore e delle variazioni di ampiezza. Il metodo della duplice frequenza non è quindi cosí affidabile come lo sono altri sistemi di registrazione, quando la velocità di trasmissione dei dati è maggiore di 500 bit al secondo; pertanto rende difficili ulteriori ampliamenti e miglioramenti.

La *codifica di fase* viene realizzata secondo numerose varianti ed è stata impiegata per molti anni in un gran numero di tipi diversi di sistemi a nastro magnetico per la registrazione dei dati. Le forme piú comuni sono la bifase-L, indicata generalmente con il nome di "codifica di fase", e la bifase-M, chiamata anche codice "Manchester". Entrambi i metodi sono in grado di autosincronizzarsi e, a prima vista, assomigliano ad un sistema FSK semplificato. In effetti la modulazione di fase crea una forma di modulazione di frequenza. Tutti i metodi a codifica di fase risultano indipendenti dai cambiamenti di frequenza entro un ampio campo di valori, e possono essere resi altamente immuni al rumore di tipo MA ed ai cambiamenti di livello.

Nella *fig. 1-G* è illustrato il metodo bifase-L; come si può osservare, vi è una transizione in corrispondenza della metà di ogni cella rappresentante un bit ed il verso della transizione stabilisce se il bit è costituito da un 1 logico oppure da uno 0 logico. Il metodo bifase-M, denominato anche Manchester ed illustrato nella *fig. 1-H*, presenta una transizione in corrispondenza dell'inizio di ogni cella rappresentante un bit. Gli 1 logici presentano inoltre un'altra transizione a metà della cella, cosa che invece non si verifica per gli 0 logici.

Il codice Manchester può essere generato, decodificato e sincronizzato in maniera estremamente facile e costituisce la base per il metodo di registrazione CUTS (sistema a nastro per utenti di elaboratori). Questo metodo è basato su una variante del codice Manchester; in esso un 1 logico consiste in otto cicli di un segnale a 2.400 Hz ed uno 0 logico è costituito da quattro cicli di un segnale a 1.200 Hz. Un clock con frequenza di 4.800 Hz viene ricavato dagli stessi dati registrati a mano a mano che il nastro viene letto; esso viene adoperato per sincronizzare un'unità UART (ricevitore trasmettitore asincrono universale), che esegue le conversioni seriale/parallelo e parallelo/seriale necessarie per eseguire l'interfacciamento con il bus dei dati dell'elaboratore. Non è però indispensabile l'uso di un UART: nel caso di alcune applicazioni piú semplici, si può utilizzare un circuito meno costoso.

La velocità normale di trasmissione dei dati è di 300 bit al secondo, ma può essere aumentata fino a 600 bit od anche a 1.200 bit al secondo con un conseguente leggero aumento del ritmo di errore. Ogni bit si sincronizza automaticamente, poiché ciascun intervallo temporale corrispondente a 1 bit inizia con una transizione positiva e contiene un numero pari di cicli del segnale. Ciascun carattere contenente il dato viene risincronizzato per mezzo di 1 bit di inizio, pari ad uno 0 logico, che precede i bit relativi al dato. E' quindi possibile trasmettere i dati in maniera asincrona da qualsiasi elaboratore, terminale o modem equipaggiato con un canale per i dati di tipo seriale, purché tale canale seriale venga predisposto per una velocità di trasmissione di 300 bit al secondo, per dati formati da 8 bit e per 2 bit di "stop".

Metodi di registrazione - Le caratteristiche seguenti sono state adottate con l'intento di ottimizzare la versatilità, l'affidabilità, il costo e la possibilità di espandere ulteriormente il sistema.

Modo: asincrono per carattere.

Formato del carattere: 11 bit; 1 bit di inizio (pari a 0); bit meno significativo del dato posto per primo (se sono adoperati meno di 8 bit, come nel codice Baudot a 5 bit, tutti i bit che non sono specificati dal codice vengono considerati pari a 1). L'intervallo, se esiste, che intercorre fra i caratteri è di 1 s.

Metodo di modulazione: gli 1 sono rappresentati mediante otto cicli di un segnale a 2.400 Hz; gli 0 mediante quattro cicli di un segnale a 1.200 Hz. E' preferibile servirsi di segnali sinusoidali, anche se ciò non è sempre necessario.

Tratto iniziale: un segnale a 2.400 Hz del-

TAVOLA DI CONFRONTO

	Tolleranza livello, rumore	Tolleranza frequenza, velocità	Autosincro-nizzazione	Ampliamenti futuri*	Osservazioni
CW (fig. 1-B)	Scarsa	Scarsa	No	No	Sensibile al rumore; l'affidabilità si abbassa al di sopra di 150 baud.
PWM (fig. 1-C)	Buona	Molto buona	Sí	Fino a 1.500 baud	Brevettato; necessita di una maggiore larghezza di banda rispetto al bifase a parità di velocità di trasmissione.
HIT (fig. 1-D)	Buona	Molto buona	Sí	Fino a 600 baud	Necessita di una maggiore larghezza di banda rispetto al CUTS a parità di velocità di trasmissione.
FSK** (fig. 1-E)	Molto buona	Scarsa-sufficiente	No	Fino a 450 baud (con il Bell-103)	Può essere trasmesso su linee telefoniche a qualsiasi modem.
DFR (fig. 1-F)	Moderata	Buona	Sí	Fino a 800 baud	
Bifase L (fig. 1-G)	Molto buona	Molto buona	Sí	Fino a 1.500 baud	Proposto come standard ANSI; soggetto ad inversione di fase.
Bifase M (fig. 1-H)	Molto buona	Molto buona	Sí	Fino a 1.500 baud	Ampiamente usato; facilmente decodificabile.
CUTS (fig. 1-J)	Molto buona	Molto buona	Sí	Fino a 1.200 baud	Decodificabile molto facilmente; può essere trasmesso per telefono ad altre unità CUTS.

* L'ampliamento futuro deve comportare modifiche circuitali minime a basso costo.
** Particolarmente compatibile con il Bell-103.

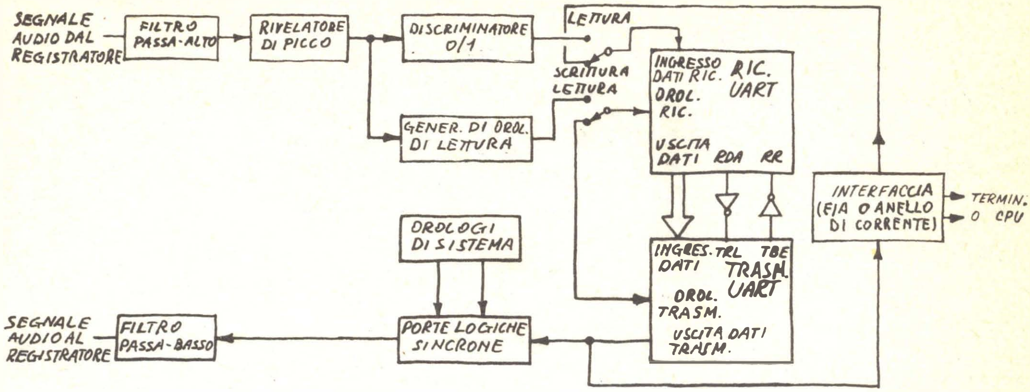


Fig. 2 - Un modo per realizzare il sistema a nastro per utenti di elaboratore (CUTS).

la durata di 5 s (tutti 1) deve precedere qualsiasi blocco di dati validi. E' necessario registrare, all'inizio di ogni cassetta, un segnale continuo con frequenza di 2.400 Hz per almeno 30 s. Quando si incidono blocchi multipli di dati, occorre creare fra essi intervalli vuoti della durata di 5 s.

Controllo del motore: il circuito di interfaccia dovrebbe generare i segnali necessari per attivare il motore del registratore a nastro, in modo che l'elaboratore possa far partire od arrestare l'apparecchio sotto il controllo del programma.

Circuiti fondamentali - Nella *fig. 2* è illustrato un sistema proposto per effettuare l'automatizzazione del sistema CUTS. Durante il modo di funzionamento in cui è eseguita la scrittura, i dati vengono accettati da un'interfaccia di tipo EIA o ad anello di corrente per terminale e convertiti dalla forma seriale a quella parallela per mezzo del ricevitore UART. Il dato in forma parallela viene trasferito al trasmettitore UART allorché è stato ricevuto un carattere completo. Il trasmettitore UART converte quindi il segnale nella forma seriale e con esso comanda, tramite alcune porte logiche, la generazione di un segnale a 2.400 Hz per rappresentare gli 1 logici, o di un segnale a 1.200 Hz per rappresentare gli 0 logici. Tali segnali vengono fatti passare successivamente attraverso un filtro di uscita, che arrotonda la forma d'onda e riduce il livello di uscita portandolo a circa 0,5 V picco-picco. Questo segnale viene infine inviato all'ingresso ausiliario (od all'ingresso per il microfono) del registratore per effettuare la registrazione sulla cassetta.

Durante il modo di funzionamento in cui viene effettuata la lettura, l'uscita proveniente dalla presa jack per l'auricolare, presente sul registratore, viene filtrata in maniera da eliminare qualsiasi rumore a bassa frequenza, e la forma d'onda viene squadrata e sincronizzata con il clock del sistema per mezzo di un discriminatore 0/1. Il clock necessario per il ricevitore UART viene ricavato dagli stessi dati registrati mediante il generatore clock di lettura. I dati in forma parallela, provenienti dal ricevitore UART, sono trasferiti al trasmettitore UART allorché è stato ricevuto un carattere completo contenente un dato. Quest'ultimo, convertito nuovamente nella forma seriale, viene quindi inviato al terminale od al CPU attraverso l'interfaccia EIA, o ad anello di corrente, appropriata.

E' possibile inviare i dati trasmessi dall'elaboratore o dal terminale direttamente alla porta logica che provvede ad effettuare la sincronizzazione durante le operazioni di scrittura, ma l'esecuzione delle conversioni successive seriale/parallelo e parallelo/seriale garantiscono che la velocità di trasmissione dei dati sia pari esattamente a 300 bit al secondo. Questo tipo di conversione e di riconversione consente effettivamente di eliminare la possibilità che gli errori dovuti a variazioni della velocità si accumulino durante la duplicazione dei nastri, e rende possibile ottenere un segnale piú pulito e preciso sia in fase di lettura sia in fase di scrittura. ★

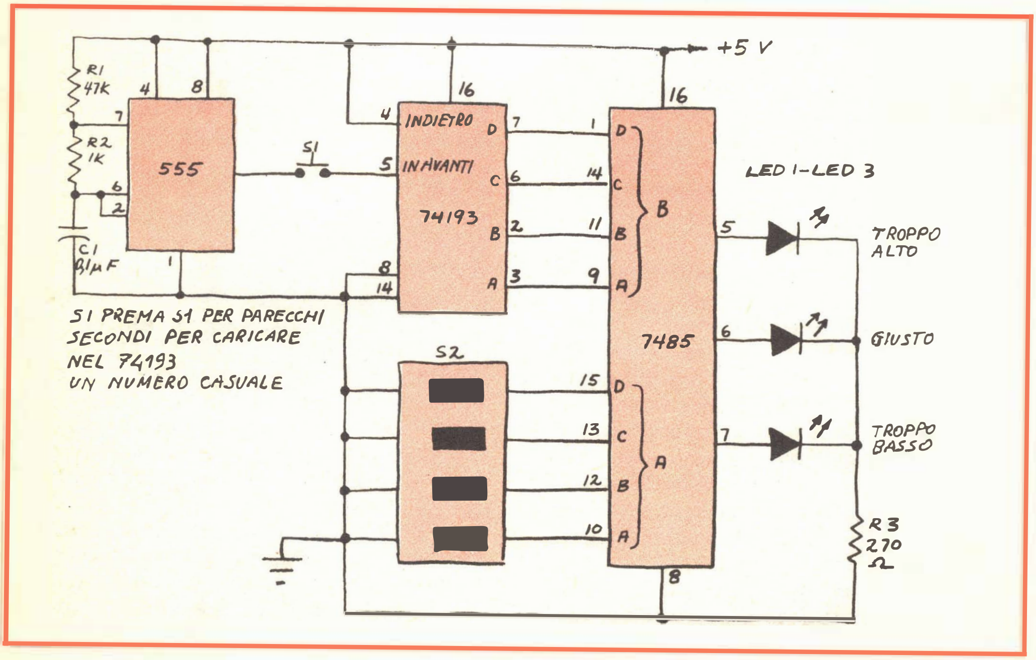
GIOCO BINARIO ALTO-BASSO

La crescente popolarità e l'importanza della logica programmabile rende l'abilità di pensare in codice binario molto utile per coloro che desiderano mettere in pratica il più possibile i vari espedienti e le varie semplificazioni resi possibili dalle manipolazioni dei numeri binari.

Il circuito descritto in questo articolo rappresenta un mezzo semplice per imparare a pensare in codice binario; è un gioco "Alto-Basso" nel quale vengono usati numeri binari anziché numeri decimali. Per un buon punteggio occorre conoscere e saper manipolare gruppi binari.

Per il progetto del gioco si è utilizzato un comparatore di grandezze a 4 bit 7485. Come si può rilevare dallo schema, il funzionamento del circuito è molto simile a quello dell'addestratore BCD, descritto nell' "Angolo dello sperimentatore" del mese di novembre 1980.

In funzionamento, il 555 genera un rapido flusso di impulsi di cadenza ad una frequenza determinata dai valori di R1 e C1. Quando l'interruttore a pulsante normalmente aperto S1 viene premuto per pochi secondi, il contatore a 4 bit 74193 compie centinaia di volte il suo ciclo, secondo



la propria cadenza di conteggio. Ciò significa che quando S1 viene rilasciato, nel contatore sarà immagazzinato un numero essenzialmente casuale.

Dopo aver rilasciato S1, uno dei LED d'uscita si accenderà per indicare se il gruppo di 4 bit immesso nel commutatore DIP è lo stesso presente nel 74193 oppure se è troppo alto o troppo basso. In questi due ultimi casi si immette nel commutatore DIP un altro gruppo di bit e si prosegue in tal senso fino a che si accende il LED giusto.

Il modo migliore per trovare senza tanti tentativi il numero giusto è quello di immettere un numero uguale alla metà circa del numero piú alto possibile. Poiché sono sedici i numeri tra cui si può scegliere, si può provare in un primo tempo con i numeri 0111 (sette) o 1000 (otto).

Se questi risultano ancora troppo bassi, si può tentare con un numero compreso fra 1000 (otto) e 1111 (quindici); se invece risultano troppo alti i due numeri usati nel primo tentativo, si può provare ad immettere un numero compreso tra 0111 (sette) e 0000 (zero).

Si continua con questo procedimento fino a che non si arriva al numero giusto. Come si può facilmente vedere, il gioco spinge a pensare in codice binario.

Una versione permanente del gioco si può costruire facilmente su una basetta perforata con fori ramati, collegando i componenti tra loro e saldandone i terminali con un saldatore di bassa potenza. Si alimenti il circuito con pile a stilo da 1,5 V, sistemate in un supporto di plastica. Un diodo al silicio 1N914, collegato tra il terminale positivo della batteria e il resto del circuito, farà cadere la tensione a circa 5,5 V, il livello richiesto dalla TTL.

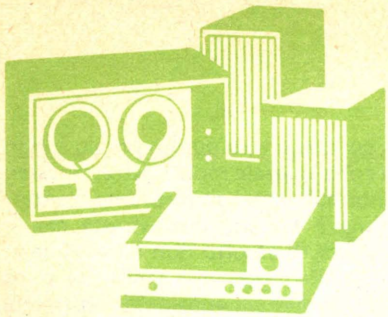
Se si vuole un gioco piú impegnativo, si può estendere la versione base a 4 bit (16 tentativi) in un'altra a 8 bit (128 tentativi). Per fare ciò è sufficiente inserire nel circuito un nuovo 74193 e un altro 7485 e usare un commutatore DIP a 8 posizioni. Questa nuova versione del gioco è molto facile da progettare; si ricordi unicamente di immettere l'uscita di riporto (piedino 12) del primo 74193 nell'entrata di conteggio in avanti (piedino 5) del secondo 74193. Nell'Angolo dello sperimentatore comparso sul numero di novembre 1980 di Radiorama si può vedere come mettere in serie due comparatori 7485. ★

A TU PER

Se per la valutazione delle apparecchiature audio si ricorre alle normali procedure standardizzate dallo IHF, è difficile trovare un altoparlante, una testina, un amplificatore o un qualsiasi altro componente che non si comporti in modo almeno soddisfacente nelle prove di laboratorio. Con l'espressione "soddisfacente" si intende che i difetti dell'apparecchio debbono essere acusticamente irrilevanti in prove d'ascolto eseguite secondo procedure di valutazione universalmente accettate. D'altra parte, se si andasse in cerca di apparecchi che si comportino come se fossero privi di distorsione, di inerzia e di una loro propria personalità sonora in tutte le circostanze immaginabili, la ricerca diventerebbe lunga e probabilmente vana.

Stando cosí le cose, molti preferiscono scegliere le proprie apparecchiature esclusivamente in base a prove di ascolto, ma in tal modo a volte accade di dare la preferenza ad apparecchiature che le prove di laboratorio indicano appena come mediocri, se non addirittura scadenti per quanto riguarda una o piú prestazioni caratteristiche di funzionamento.

La maggior parte di coloro che si occupano della valutazione di apparecchi audio ha sperimentato la delusione a cui si può andare incontro quando, dopo aver eseguito coscienziosamente una serie di prove ed aver messo insieme una descrizione fedele il piú possibile di un prodotto, cercando di tenere conto anche dei possibili fattori psicoacustici, sente poi sostenere da qualcuno che quell'apparecchio non dà il suono che dovrebbe dare o che qualche altro apparecchio emette un suono migliore. Quando ci si trova in una situazione del genere, si può reagire in uno dei seguenti modi: si può riconoscere che il prodotto prescelto suona probabilmente bene come gli altri, anche se gli strumenti di misura lo rivelano peggiore, il che sta ad in-



Panoramica Stereo

TU CON LA MUSICA

dicare come gli strumenti di laboratorio siano piú critici dell'orecchio o che determinate persone trovino gradevoli le sonorità di un certo tipo di distorsione; oppure si può sospettare di essere personalmente insensibili ad un qualche fenomeno acustico che altre persone colgono immediatamente; od ancora si può ammettere che le prove eseguite e le procedure di valutazione adottate soffrano di manchevolezze sistematiche.

Chi legge regolarmente i rapporti sulle prove di valutazione che compaiono sulle riviste tecniche che si occupano del campo audio non avrà difficoltà a scoprire quali siano le tendenze dei diversi esperti che stendono tali rapporti. Noterà anche come quegli esperti, quando cercano di invididuare le manchevolezze delle loro procedure, non riescano ad ottenere grandi successi.

Una questione di tempo - Nel campo in continua espansione delle apparecchiature audio stanno venendo alla luce nuovi dati, alcuni dei quali sono di grande aiuto per chiarire problemi sino ad ora irrisolti. Ad esempio, gli ascoltatori piú critici hanno spesso dichiarato che l'illusione binaurale, ottenibile dalle registrazioni appositamente fatte ed ascoltate in cuffia, è talmente convincente da soffocare le possibili deficienze dell'impianto di riproduzione: in altre parole essa è cosí reale da respingere ogni critica. Un esempio piú recente è rappresentato dal fatto che gli ascoltatori delle registrazioni dimostrative, effettuate con sistemi numerici, sono stati sorpresi dai buoni risultati che esse possono dare anche con altoparlanti mediocri e con altri componenti di discutibile qualità, riuscendo a fornire una riproduzione del pezzo musicale credibile e alquanto piacevole.

Se si cerca di capire quale sia la caratteristica comune a queste tecniche che permette di dare un'illusione acustica tanto persuasiva, il fattore tempo è l'unica cosa che viene immediatamente in mente.

Una registrazione binaurale è sempre molto ben controllata nelle sue relazioni temporali; per eseguirla si usano due soli microfoni, sistemati con precisione, tenuti fissi e fatti lavorare in modo da fornire un livello d'uscita essenzialmente costante. La riproduzione avviene normalmente mediante una coppia di trasduttori a membrana singola, che non presentano serie discontinuità nelle relazioni temporali e di fase.

La registrazione numerica è anch'essa quasi del tutto priva di distorsione temporale sulla maggior parte della banda audio. Questa tecnica di registrazione non è influenzata in alcun modo dalle irregolarità di avanzamento del nastro e dal disallineamento tra i traferri della testina. Per quanto riguarda le relazioni temporali, la registrazione numerica offre prestazioni pari al miglior sistema di registrazione che si possa immaginare e la sua imperturbabilità è davvero piacevole per coloro che sono disturbati dalle irregolarità di velocità e temporali.

Cosa indicano le ricerche - Non esistono molte fonti a cui attingere informazioni su quanto la confusione temporale influenzi l'udito umano. Conosciamo abbastanza bene un fenomeno chiamato mascheramento temporale, grazie al quale un suono corretto e di sufficiente intensità può nascondere la direzione di provenienza o anche mascherare completamente un suono arrivato una frazione di secondo prima. E' anche possibile dimostrare che la rapida ripetizione di un suono registrato può mettere in evidenza alcune qualità di riverberazione dello spazio nel quale esso si irradia, come un'eco fastidiosa o particolarità ancora piú frustranti (una cosa analoga accade quando si cerca di

parlare al di sopra del riverbero della propria voce, creato da un'acustica molto sfavorevole o da mezzi artificiali). Nella registrazione, i segnali captati da diversi canali microfonici e poi mescolati tra loro possono dare suoni accettabili o molto sgradevoli, a seconda delle rispettive relazioni di fase e temporali.

Benché questi fenomeni siano noti, non si è ancora in grado di esprimere quantitativamente o analiticamente che cosa succede quando in un sistema di riproduzione si perde il controllo delle relazioni temporali. Non si può neppure sapere se la risposta del nostro orecchio è piú legata al tempo od alla fase (che certo sono due aspetti dello stesso problema), ma ci si sta sempre piú convincendo che entrambi questi parametri abbiano effetto sull'orecchio.

Il tempo come criterio di alta fedeltà - Cerchiamo di sapere innanzitutto quale sia la distorsione temporale che può verificarsi in un sistema per alta fedeltà. Questa distorsione ha inizio negli stessi microfoni di registrazione, specialmente se essi sono impiegati a gruppi, ed aumenta poi, talvolta in modo impressionante, lungo la catena di registrazione. Il giradischi porta normalmente il suo contributo sotto forma di complessi effetti di flutter, che sono anche tipici dei registratori a nastro; per quanto riguarda invece gli altoparlanti, gli sforzi per renderli coerenti in fase tengono impegnati gli esperti ormai da anni.

Se le distorsioni temporali sono cosí importanti, stupisce il fatto che gli altoparlanti "con correzione delle distorsioni temporali", da poco comparsi sul mercato, non siano andati a ruba; a questa osservazione si possono dare due risposte: innanzitutto occorre tenere presente che il segnale che arriva agli altoparlanti non solo non è privo di distorsioni temporali, ma spesso ha una distorsione davvero molto forte, dovuta ai diversi componenti che nella catena di riproduzione precedono gli altoparlanti; in particolare i dispositivi meccanici, quali il giradischi ed il registratore, possono dare un contributo decisivo (una degradazione iniziale ma irreversibile può anche aver luogo nel corso dello stesso processo di registrazione; per il momento non esistono però mezzi per metterla in evidenza).

In secondo luogo occorre notare che la geometria di molti altoparlanti, pur se reclamizzati come privi di distorsione temporale, è tale da conferire loro questo pregio soltanto in una zona spaziale molto ristretta, estendentesi (normalmente) in direzione frontale. Questa zona è talvolta cosí stretta che in molti ambienti di ascolto non è possibile allontanarsi dall'altoparlante tanto da poter far entrare contemporaneamente entrambe le orecchie in questa zona.

Sarebbe interessante mettere insieme un sistema per la riproduzione sonora completamente privo di distorsione temporale, in modo da poterlo confrontare con componenti meno perfetti e da poter valutare le differenze udibili. Un sistema del genere è difficilmente realizzabile, ma è possibile, pur se alquanto costoso, mettere insieme un sistema che si avvicini, piú che molti altri, alla condizione di non distorsione; le regole da seguire per la scelta dei componenti sono semplici da elencare, anche se molto severe.

Si è avuto occasione di ascoltare un simile sistema qualche tempo fa; il giradischi era accuratamente progettato in modo da resistere a tutte quelle influenze esterne ed interne che potevano alterare il suo funzionamento, inoltre i circuiti elettronici erano privi di irregolarità e perfettamente adattati agli altoparlanti. A loro volta questi ultimi erano progettati in modo da minimizzare le riflessioni da parte dei muri vicini e da tenere il piú possibile sotto controllo tutte le riflessioni inevitabili. E' chiaro che questo sistema offriva un suono eccellente, ma era impressionante la sua insensibilità all'acustica dell'ambiente in cui era sistemato. Fisicamente l'impianto era piuttosto ingombrante, ma emanava un suono di ottima qualità sia in una stanza piccola sia in una stanza grande e sembrava superare, in locali notoriamente difficili, molti problemi presentati da altri impianti.

A nostro parere, chi è insoddisfatto del proprio sistema di riproduzione sonora, anche se è stato scelto con la massima cura, deve considerare la possibilità che la causa consista negli errori temporali. Al momento non esistono soluzioni radicali per eliminare tali errori, ma sarà utile prestare la massima attenzione a quelle caratteristiche che gli strumenti di misura non riescono ancora ad esplorare, e leggere i rapporti sulle apparecchiature tenendo presenti le considerazioni fatte in questo articolo. In ultimo si possono cercare nuovi prodotti che sfruttino concetti piú avanzati per migliorare la riproduzione del suono. ★

COSTRUITE UN PROVATRANSISTORI IN CIRCUITO

Strumento che indica la qualità e il tipo di un transistore senza dissaldarlo dal circuito

Localizzare un transistore guasto in un circuito stampato su cui sono montati e saldati molti componenti rappresenta un problema di non facile soluzione. Tuttavia, con un provatransistori in circuito si può determinare la qualità generica dei componenti senza pericolo di danneggiare questi ultimi e/o le piste di rame con l'eccessivo calore di un saldatore.

Il semplice ed economico provatransistori che descriviamo è in grado di rivelare, mediante il lampeggiamento di due LED, se un transistore sospetto è buono o guasto e di indicare il tipo (p-n-p o n-p-n) del transistore stesso. Uno dei due LED lampeggia se il dispositivo in prova è di tipo p-n-p ed è regolarmente funzionante, mentre se il transistore sotto controllo è di tipo n-p-n ed è efficiente, lampeggia l'altro LED. Se il transistore è difettoso, lampeggeranno entrambi i LED o nessuno dei due, a seconda del tipo di guasto presente in esso.

Come funziona - Il circuito rappresentato nella *fig. 1* si basa su un temporizzatore 555 (IC1), che funziona come multivibratore a 12 Hz. L'uscita sul piedino 3 pilota un flip-flop di IC2. Questo flip-flop divide per due la frequenza d'entrata e fornisce uscite di tensione complementari sui piedini 15 (Q) e 14 (non-Q).

Tali uscite complementari sono collegate, attraverso il resistore limitatore di corrente R3, agli indicatori LED1 e LED2, i quali a loro volta sono collegati in modo che, quando si ha una certa polarità attraverso il circuito, si accende uno solo dei LED e quando la polarità viene invertita lampeggia l'altro LED. In tal modo, se non vi sono transistori in prova, i LED lampeggiano alternativamente.

Le uscite complementari di IC2 sono anche collegate alla rete resistiva R4 e R5, il cui punto di unione è collegato alla base del transistore sotto controllo.

Collegando ai terminali B, C, E un transistore di sicura efficienza, quando viene applicata la giusta tensione ai tre connettori, il transistore passerà in conduzione e verrà cortocircuitata la coppia di LED. Ad esempio, quando è in prova un transistore p-n-p, durante l'intervallo in cui l'uscita Q è bassa e l'uscita non-Q è alta, il transistore p-n-p andrà in conduzione. In questo modo, LED1

MATERIALE OCCORRENTE

B1 = batteria da 9 V con relativo supporto
C1 = condensatore elettrolitico da 1 μF - 16 V
D1 ÷ D4 = diodi 1N4148 o simili
IC1 = temporizzatore 555
IC2 = flip-flop doppio 4027
LED1-LED2 = diodi emettitori di luce
R1 = resistore da 10 kΩ - 1/2 W, 10%
R2 = resistore da 50 kΩ - 1/2 W, 10%
R3 = resistore da 270 Ω - 1/2 W, 10%
R4 = resistore da 220 Ω - 1/2 W, 10%
R5 = resistore da 330 Ω - 1/2 W, 10%
S1 = interruttore a pulsante normalmente aperto

Scatoletta adatta, minuterie di montaggio e varie.

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla ditta SVETI-MAR - via L. Bellardi 126 10146 Torino

risulterà in cortocircuito e LED2 sarà polarizzato inversamente, quindi in questo mezzo ciclo nessun LED si accenderà. Nel mezzo ciclo successivo, le condizioni di Q e non-Q si invertono: l'uscita Q è alta e l'uscita non-Q è bassa; in tal caso, LED1 sarà spento perché polarizzato inversamente e il transistore p-n-p, essendo all'interdizione, non impedirà a LED2 di accendersi.

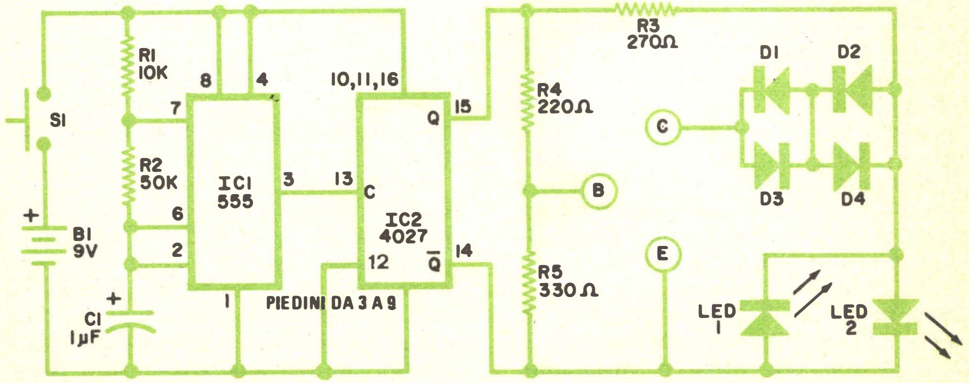
In conclusione, quando si prova un buon transistore p-n-p, lampeggerà LED2, mentre quando si controlla un buon transistore n-p-n, lampeggerà LED1. Nel caso in cui il transistore in prova sia interrotto, lampeggeranno entrambi i LED; se invece nel dispositivo vi è un cortocircuito interno tra collettore ed emettitore, non lampeggerà alcun LED.

Per compensare resistori di basso valore che possono essere presenti nel circuito sotto controllo, il valore di R4 è stato scelto per fornire una grande intensità di corrente di base al transistore in prova. Ciò permette di ovviare a resistenze basse (fino a 40 Ω) nel circuito in parallelo tra base e collettore o tra base ed emettitore.

I diodi da D1 a D4 diventano importanti se il transistore in prova ha un cortocircuito tra le giunzioni collettore-base o base-emettitore. In tal caso metà del transistore si comporterà come un diodo e condurrà normalmente indicando la piena efficienza. Per evitare che si verifichi una situazione del genere, i diodi da D1 a D4 sono stati aggiunti in serie al collettore.

Quando D1 e D2 oppure D3 e D4 conducono, creano una caduta di tensione di circa 1,2 V in parallelo alla coppia di LED. Questa tensione si aggiunge alla caduta di tensione nel transistore in prova e, se quest'ultimo è buono, la caduta ai suoi capi sarà di circa 0,1 V, mentre la caduta totale ai capi dei LED sarà di 1,3 V per il mezzo ciclo in cui il transistore conduce. Ma questa tensione

Fig. 1 - Come si vede in questo schema, il circuito si basa su un temporizzatore 555 funzionante come multivibratore a 12 Hz.



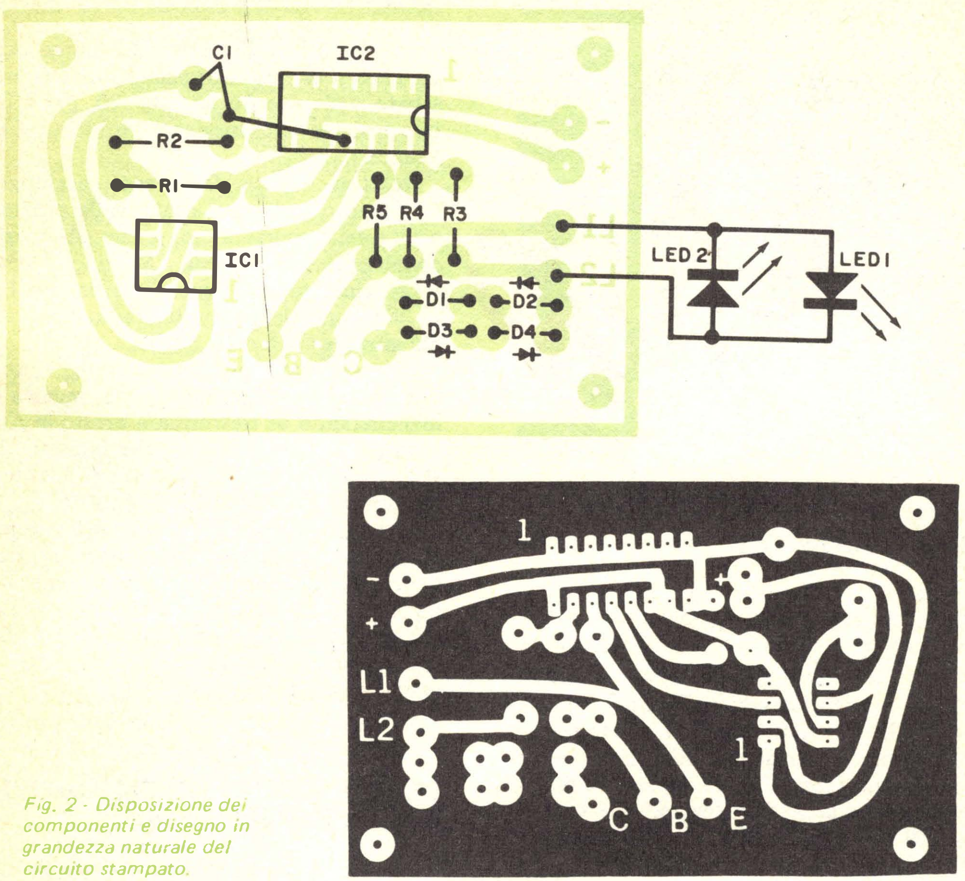


Fig. 2 - Disposizione dei componenti e disegno in grandezza naturale del circuito stampato.

non è sufficiente per far accendere il LED designato; d'altra parte, se nel transistore vi è un cortocircuito tra le giunzioni base-emettitore o base-collettore, la caduta di 1,2 V dei diodi si aggiunge all'altra di 0,6 V per produrre una caduta totale di 1,8 V, sufficiente per far accendere il LED. Pertanto, cortocircuiti interni faranno lampeggiare alternativamente entrambi i LED.

Costruzione - Il circuito non è critico per quanto riguarda la disposizione delle parti e può essere costruito su una basetta perforata o su un circuito stampato simile a quello di cui è riportato il disegno nella *fig. 2*. L'uso di zoccoli per gli IC è facoltativo; si faccia però attenzione a rispettare le polarità dei diodi da D1 a D4 e di C1.

Alle estremità dei tre fili da collegare al transistore in prova si possono montare uno zoccolo per transistori oppure piccole pinzette a bocca di coccodrillo o punte a spillo per collegare alle piste di rame il transistore sotto controllo.

Il circuito stampato completo si può montare in una scatoletta, nella quale verranno pure inseriti la batteria con il suo supporto e l'interruttore S1. I due LED si possono installare mediante gommini sul coperchio della scatoletta. Per accertarsi del regolare funzionamento del provatransistori, si prema S1 e si osservi se i due LED lampeggiano alternativamente. Nel caso in cui si accendano contemporaneamente, significa che uno di essi è collegato in modo errato. ★

Le nostre rubriche

l'angolo dei Club

A cura di FRANCO RAVERA

FLASH DAI CLUB

ROMA 1971-1981: 10 ANNI!

Del Club NADE (Nucleo Amici Dell'Elettronica) con attuale sede in Roma, in via Prenestina 72, abbiamo iniziato a parlare nel 1972, quando già questa iniziativa, nuovissima per quei tempi, aveva superato e festeggiato il primo anno di rodaggio.

Anni coraggiosi, pieni di entusiasmo e di sacrifici, si sono susseguiti velocemente presentando via via problemi e difficoltà che i fratelli Lattanzio, primi e tenaci promotori dell'iniziativa, con l'aiuto dei vari Presidenti ed animatori che si sono avvicendati in questo decennio, hanno saputo superare con uno spirito di sempre rinnovato entusiasmo.

Parleremo sicuramente ancora di questo magnifico "compleanno" del Club di Roma, tuttavia abbiamo voluto ricordarlo fin da ora, già nei primi mesi di questo 1981 che vedrà festeggiare anche un altro importante anniversario, costituito dai 30 anni di attività della Scuola Radio Elettra.

Trent'anni la Scuola, dieci anni il Club NADE e, forse, anno di nascita per un altro nuovo Club che pare sia in formazione a Roma, per favorire l'afflusso degli Allievi di altre zone della città.

Si parla di chiamarlo, quando si aprirà, "Club Roma numero 2" e quindi il Club NADE conserverà, come è giusto, la meritata sigla di "Club numero 1".

MARTINA FRANCA (Taranto)

Anche gli Amici tarantini hanno scelto un giorno di fine settimana, precisamente il sabato dalle ore 16 alle ore 20, per affrontare insieme appassionanti problemi di elettronica.

Martina Franca, facilmente raggiungibile da Taranto e dai vari centri della provincia, ospita dallo scorso anno, grazie alla preziosa collaborazione del Sig. Martino Carbotti (bravissimo tecnico specializzatosi con l'aiuto dei corsi della Scuola Radio Elettra), il piú giovane Club della Puglia.

La cordialità spontanea del Sig. Carbotti e la sua profonda passione per la tecnica non mancheranno di trasformare presto in Amici tutti gli Allievi della zona che faranno visita al Club di Martina Franca, di cui ricordiamo l'indirizzo: via Rocco Goffredo n. 31.

Tra l'altro, solo una parte degli Alunni di Taranto e provincia è stata finora informata della recente apertura di questo Club; chiediamo quindi a tutti i lettori di segnalarlo anche ai propri amici, Allievi ed ex-Allievi della Scuola Radio Elettra o comunque interessati all'elettronica.

GRANDE SUCCESSO DEGLI ADESIVI SCUOLA RADIO ELETTRA

Già migliaia di Allievi ed Amici della Scuola Radio Elettra hanno prelevato dal Club, o ricevuto in omaggio dagli animatori ed addetti alle informazioni della Scuola, il simpatico adesivo bianco-blu della Scuola Radio Elettra.

Ricordiamo che chi avesse difficoltà a procurarselo diversamente può egualmente richiederlo alla Scuola Radio Elettra che lo invierà direttamente a domicilio.

★★★★★★★★★★★★★★★★★★★★★

UN INSOLITO PRIMATO

Dalla lontana Ercolano ci è giunta, sia pur tardivamente, una notizia quanto mai gradita, che filtrata attraverso i commenti di numerosi giornali, ma raccolta e "ravvivata" direttamente dalla voce di uno dei protagonisti, trova finalmente in queste pagine la sua piú opportuna collocazione. E' stato infatti proprio un allievo della Scuola Radio

Elettra, Ciro Cozzolino, a cimentarsi mesi addietro in un'impresa dall'esito "memorabile", coinvolgendovi entusiasticamente il suo giovane amico Franco D'Angelo.

Entrambi disk-jockey dell'emittente campana Teleradio Ercolano, Ciro e Franco hanno fatto registrare nel luglio dello scorso anno un record assoluto, divenendo primatisti mondiali di "permanenza ininterrotta in sala di trasmissione". Con volontà davvero encomiabile, i due giovani hanno dato vita ad un programma radiofonico della durata strabiliante di *240 ore consecutive*, superando cosí non solo il precedente record europeo di 108 ore, detenuto dall'italiano Marco Atzori, ma anche quello mondiale di 220 ore, appartenente ad un disk-jockey virginiano.

Promotore dell'iniziativa è stato il giovane Cozzolino, che in tale occasione ha fornito ulteriore e compiuta prova del temperamento vivace e volenteroso che sappiamo caratterizzarlo. Alla passione per la musica, infatti, affianca un vivo interesse verso gli studi elettrotecnici, per approfondire i quali segue da alcuni anni i Corsi approntati dalla Scuola Radio Elettra. Il tempo sottratto allo studio, Ciro lo ripartisce fra l'emittente radiofonica ed il locale Centro culturale, di cui è presidente. Ed è stato proprio l'interesse verso i problemi sociali, che anima le attività del Centro, a motivare la sua singolare iniziativa. Ad un giornalista che gliene chiedeva spiegazione, il giovane ha cosí risposto: "Mi chiede perché abbiamo deciso di inseguire questo primato? Lo facciamo per la nostra città. Ercolano deve risorgere non soltanto dalla lava ma dall'indifferenza delle autorità e di tanti cittadini che si arricchiscono col mercato degli stracci mentre l'ambiente, la qualità della vita, l'architettura, la società degradano ogni giorno di piú. Vogliamo attirare l'attenzione di tutto il mondo su Ercolano".

Senza dubbio si è trattato di una prova quasi incredibile, se si pensa che, avviatasi alle 15 di domenica 29 giugno, si è conclusa alla stessa ora di mercoledí 9 luglio. E l'interminabile lasso di tempo compreso tra le due "fatidiche" date è scivolato via, nel gran caldo estivo, fra musica, battute e dialoghi che i due giovani hanno intrecciato con i loro ascoltatori, senza alternarsi mai, bensí rimanendo entrambi sempre presenti ai microfoni. Proprio per questo si è trattato di un primato singolare, in quanto è stato stabilito non individualmente ma in coppia.



Com'era prevedibile, l'eccezionalità della prova ha destato una vasta eco, al punto che non solo le tre reti televisive nazionali ne hanno diffuso la notizia, ma una *troupe* del TG3 è stata direttamente presente. Inoltre un'apposita giuria composta di giornalisti ed esperti del settore ha provveduto a controllare che la gara si svolgesse secondo le norme previste dal regolamento ufficiale, alcune delle quali si distinguono per il loro particolare rigore (si pensi che nel corso del tentativo di record il concorrente è tenuto a comunicare l'ora almeno ogni tre annunci, e a far ascoltare la sua voce, durante gli interventi di eventuali ospiti, ogni 4^m 30^s al minimo; d'altra parte il periodo di riposo consentitogli non deve superare i 15^m ogni 4^h).

Nelle ultime ore trascorse ai microfoni di Teleradio Ercolano, Ciro e Franco sono stati "sostenuti" da un folto gruppo di amici, parenti e cittadini, che in tal modo hanno voluto esprimere la loro entusiastica partecipazione. E manifestazioni generali di allegria festosa – fiori, spumante, fuochi artificiali – hanno salutato lo scoccare delle 15, ora in cui il record veniva raggiunto.

Lo splendido successo conseguito ha meritatamente coronato una prova cosí impegnativa. Certo vi ha svolto un ruolo essenziale la giovane età dei protagonisti, con i peculiari attributi che ad essa competono: entusiamo, vigore fisico, intensità di affetti e desideri, vivida fantasia.

A Ciro e al suo "compagno d'avventura", giungano le nostre piú cordiali congratulazioni.

RADIORAMA

BUONE OCCASIONI

Le risposte alle inserzioni devono essere inviate direttamente all'indirizzo indicato su ciascun annuncio.

VENDO televisore b.n. piccolo quadro (25 x 20) 12 canali con antenna incorporata perfettamente funzionante a sole L. 35.000 + spese postali. Germano Sosio, via Folon 162 - 23030 Semogo (Sondrio).

WEHRMACHT apparecchiature militari anche se manomesse o parti di esse ovvero radio militari italiane acquisto o cambio. Alberto Azzi, via Arbe 34 - 20125 Milano - telefono (02) 689.27.77.

CAMBIO orologio elettronico LCD 5 funzioni + luce + un convertitore 4/80 Volt c.c. + schemi di iniettore di segnali e amplificatore antenna AM FM con tester ICE 680R usato purché funzionante. Regalo schema di un prova FET e di un prova TRIAC/SCR. Vincenzo Migliore, via Fossano 10 - 12100 Cuneo.

CERCO seria ditta per lavori a domicilio di qualsiasi tipo. Rivolgersi a: Francesco Bosetti, via Isonzo 3 - 22060 Carugo (Como).

VENDO misuratore di campo TES usato una sola volta. Per informazioni scrivere o telefonare (nelle ore serali) a: Francesco Gallini, via Fabbrichetta 16 - 10096 Collegno (Torino) - tel. (011) 785.192.

VENDO RTXCTE 40 CH AM L. 70.000 - rosmetro wattmetro L. 20.000 - accordatore d'antenna 3 ÷ 144 MHz L. 15.000 - preamplificatore d'antenna ZG27 L. 35.000 oppure permuto il tutto con RTX 40 CH AM + SSB. Trattasi di strumenti nuovi e funzionanti al 100%. Chiedo serietà. Luca Delneri, via Marinelli 7 - 33017 Tarcento (Udine).

ALLIEVO S.R.E. Corso Radio Stereo eseguirebbe al proprio domicilio montaggi elettronici anche su circuiti stampati. Scrivere a: Flavio Pimazzoni, via Stazione 29 - 13060 Salussola (Vercelli).

L'ANGOLO DEGLI INCONTRI

Riservato ai Lettori ed agli Allievi che desiderano conoscerne altri: a tutti buon incontro!

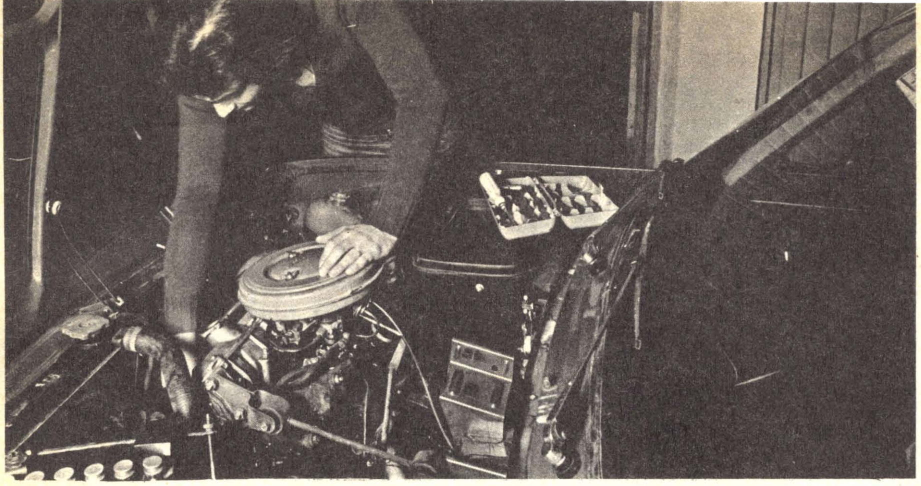
DESIDERO conoscere amici appassionati di elettronica della Scuola Radio Elettra per la zona di Forlí, per scambiare le reciproche esperienze personali di studio sulla radio e l'elettronica in generale. Scrivere o telefonare a: Giuseppe Branzanti, via Consolare 66 - 47100 Forlí - tel. 354.45.

MODULO PER INSERZIONE

- Le inserzioni in questa rubrica prevedono offerte di lavoro, cambi di materiale, proposte in genere, ricerche di corrispondenza, ecc., sono assolutamente gratuite e non devono superare le 50 parole. Verranno cestinate le lettere non inerenti al carattere della nostra Rivista.
- Ritagliate la scheda ed inviatela in busta chiusa a: **Radiorama**, Segreteria di Redazione - Sezione corrispondenza - via Stellone, 5 - 10126 Torino.

SCRIVERE IN STAMPATELLO **3/81**

Indirizzo:



Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

TRA QUALCHE MESE POTRAI ESSERE UN

ELETTRAUTO SPECIALIZZATO

L'Elettrauto deve essere oggi un tecnico preparato, perché le parti elettriche degli autoveicoli sono sempre piú progredite e complesse e si pretendono da esse prestazioni elevate.
E' necessario quindi che l'Elettrauto possieda una buona preparazione tecnica e conosca a fondo l'impiego degli strumenti e dell'attrezzatura di controllo.

PUOI DIVENTARE UN ELETTRAUTO SPECIALIZZATO

con il nuovo Corso di Elettrauto per corrispondenza della Scuola Radio Elettra.
E' un Corso che parte da zero e procura non solo una formazione tecnica di base, ma anche una valida formazione professionale.



Se vuoi

- qualificarti
- iniziare una nuova attività
- risolvere i quesiti elettrici della tua auto

questa è la tua occasione !

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
spedire senza busta e senza francobollo

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

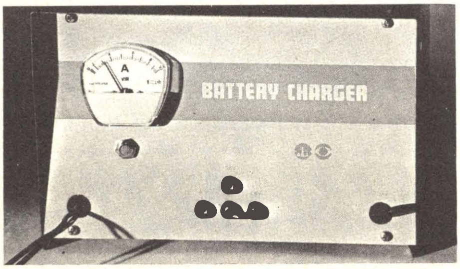
Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

E' UN CORSO PRATICO (CON MATERIALI)

Per meglio comprendere i fenomeni che intervengono nei circuiti elettrici, il Corso prevede la fornitura di una ricca serie di materiali e di attrezzature didattiche. Riceverai, compresi nel costo del Corso, un misuratore per il controllo delle tensioni e delle correnti continue, che realizzerai tu stesso; inoltre riceverai un saldatore, diversi componenti elettrici ed elettronici, tra cui transistori per compiere svariate esercitazioni ed esperienze, che faciliteranno la tua preparazione. Inoltre, avrai modo di costruire pezzo per pezzo, con le tue mani, un moderno

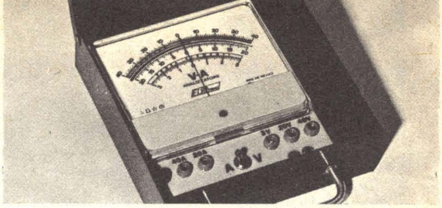
CARICABATTERIE:



interessante apparecchio, indispensabile per l'elettrauto, che può caricare qualsiasibatteria per autoveicoli a 6 V, 12 V e 24 V. Realizzato secondo le piú recenti tecniche costruttive, esso prevede dispositivi automatici di protezione e di regolazione, ed è dotato di uno strumento per il controllo diretto della carica. Inoltre, monterai tu stesso, con i materiali ricevuti, un

VOLTAMPEROMETRO PROFESSIONALE

strumento tipico a cui l'elettrauto ricorre ogniqualvolta si debba ricercare un guasto e controllare i circuiti elettrici di un autoveicolo.



AMPIO SPAZIO E' DEDICATO ALLA FORMAZIONE PROFESSIONALE

Nel Corso è previsto l'invio di una serie di **Schemari e Dati auto,** contenenti ben 200 schemi di autovetture, autocarri, furgoni, trattori agricoli, motoveicoli, ecc.; una raccolta di **Servizi Elettrauto** dedicati alla descrizione, manutenzione e riparazione di tutte le apparecchiature elettriche utilizzate negli autoveicoli. Completano la formazione tecnica una serie di dispense di **Motori**, di **Carburanti,** di **Tecnologia,**

IMPORTANTE

Al termine del Corso, la Scuola Radio Elettra ti rilascerà un attestato comprovante gli studi da te seguiti.

COI TEMPI CHE CORRONO...

...anche se oggi hai già un lavoro, non ti sentiresti piú sicuro se fossi un tecnico specializzato? Sí, vero? E allora non perdere piú tempo! Chiedici informazioni senza impegno.
Compila, ritaglia e spedisci questa cartolina, Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua una splendida, dettagliata documentazione a colori.
Scrivi indicando il tuo nome, cognome, indirizzo. Ti risponderemo personalmente.

Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5 633
Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

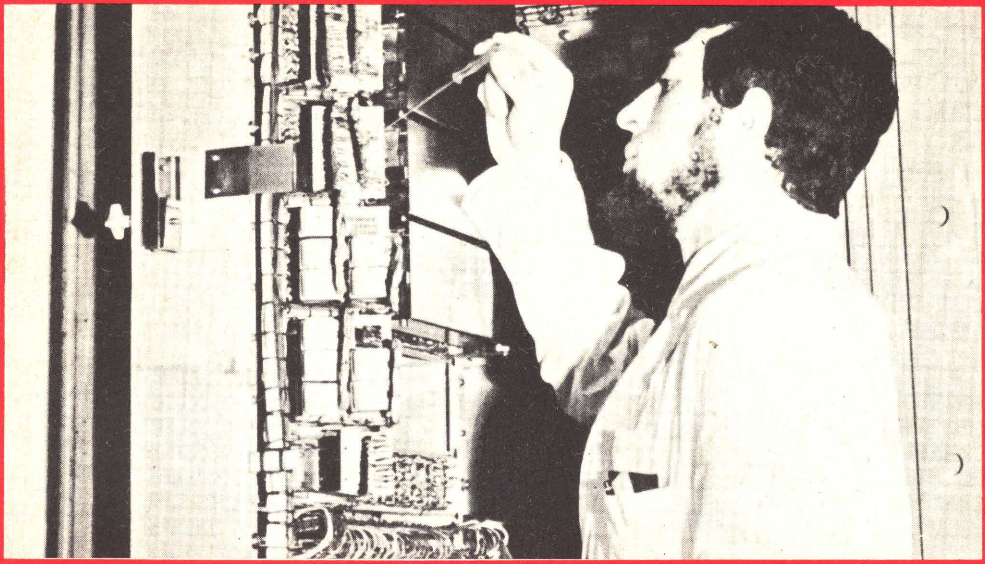
INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI 633

ELETTRAUTO

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:
NOME ____________________
COGNOME ____________________
PROFESSIONE ____________________ ETÀ ________
VIA ____________________ N. ________
CITTÀ ____________________
COD. POST. ________ PROV. ____________________

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐
PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐




CORSO DI
FOTOGRAFIA
per corrispondenza
Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391
QUESTI SONO SOLO ALCUNI DEGLI ARGOMENTI TRATTATI NEL CORSO DI FOTOGRAFIA. RICHIEDA SENZA ALCUN IMPEGNO DA PARTE SUA DETTAGLIATE INFORMAZIONI SUL CORSO DI FOTOGRAFIA SCRIVENDO A
tecnica di ripresa
e di stampa
ingrandimento
sviluppo del
colore
smaltatura
ecc.
Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/633
Tel. (011) 674432